



**Universidade de
Aveiro
2009**

Departamento de Electrónica, Telecomunicações
e Informática

**Igor Filipe de Matos
Ferreira**

**Comparação do Desempenho de Modelos de Canal
Rádio para Sistemas MIMO**



**Igor Filipe de Matos
Ferreira**

**Comparação do Desempenho de Modelos de Canal
Rádio para Sistemas MIMO**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações (Mestrado Integrado), realizada sob a orientação científica do Prof. Doutor Armando Rocha, professor auxiliar, e sob a co-orientação científica da Mestre Susana Mota, assistente convidada, ambos do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri

presidente

Prof. Doutor João Nuno Pimentel Silva Matos
Professor Associado da Universidade de Aveiro

orientador

Prof. Doutor Armando Carlos Domingues Rocha
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

co-orientadora

Mestre Susana de Jesus Mota
Assistente Convidada da Universidade de Aveiro

arguente

Prof. Doutor Pedro Renato Tavares Pinho
Professor Equiparado a Professor Adjunto do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

agradecimentos

Ao Prof. Armando Rocha e à Prof. Susana Mota, orientador e co-orientadora deste trabalho, por todo o apoio, disponibilidade e motivação prestados ao longo destes meses. Não quero também deixar de agradecer a oportunidade concedida e o facto de terem contribuído com os seus valiosos ensinamentos.

Aos meus pais, António e Rosa, por toda a confiança que depositaram em mim e nas minhas capacidades assim como o apoio dado em todas as decisões que tomei. Um agradecimento também por tudo aquilo que me ensinaram e que muito me orgulho.

À minha namorada, Filipa, pelo amor e compreensão que me deu nos bons e maus momentos e pelo seu sorriso contagiante que me deu força na conquista deste objectivo.

A todos os meus familiares e amigos que de alguma forma me apoiaram e incentivaram na concretização deste trabalho.

palavras-chave

Comunicações Móveis, Propagação, Canal Rádio, Sistemas MIMO, Modelos de canal MIMO

resumo

O trabalho presente nesta tese vem no seguimento do encontro de soluções que permitam suportar as elevadas taxas de transmissão exigidas pela oferta generalizada de serviços multimédia.

A tecnologia MIMO, caracterizada pela utilização de múltiplas antenas para transmitir e receber informação, é actualmente bastante promissora no que diz respeito ao aumento de capacidade que pode fornecer. Contudo, os ganhos alcançados dependem fortemente do canal de propagação pelo que, dessa forma, é fundamental a utilização de modelos que permitam caracterizar detalhadamente o canal nas mais diversas situações.

Neste trabalho será efectuado um estudo sobre sistemas MIMO e as respectivas técnicas que lhes permite apresentar desempenhos superiores aos sistemas convencionais. Serão também analisados e comparados diversos modelos de canal MIMO. Um desses modelos, o modelo estendido de Saleh-Valenzuela, será implementado de forma a obter a matriz de transmissão do canal.

A partir do modelo implementado serão realizadas algumas simulações com o objectivo de estudar a influência do cenário de propagação e do sistema de transmissão na capacidade do sistema. Por fim, será avaliado o desempenho do mesmo modelo efectuando uma comparação entre os resultados obtidos por simulação e os resultados obtidos com base em medidas experimentais realizadas em diferentes cenários de propagação.

keywords

Mobile Communications, Propagations, Radio Channel, MIMO Systems, MIMO Channel Models

abstract

The work presented on this thesis follows the search for solutions to support the high transmission rates required by the widespread provision of multimedia services.

MIMO technology, characterized by the use of multiple antennas to transmit and receive information, is nowadays quite promising when it comes to the gain in capacity that is able to provide. However, the gain it can reach depend strongly of the propagation channel, so the use of models that can characterize in detail the channel in several situations it is quite essential.

In this work a study about MIMO systems and the techniques that allow them to present superior results than conventional systems will be presented. Several MIMO channels models will also be analyzed and compared. One of those models, the extended model of Saleh-Valenzuela, will be implemented to obtain the transmission channel matrix.

Using this model, some simulations will be performed in order to study the influence of the propagation scenario and the transmission system in the capacity of the system. Finally, the performance of this model will be evaluated making a comparison between the results obtained by simulations and experimental results collected with measurements carried out in different propagation scenarios.

Índice

Índice	i
Índice de Figuras	v
Índice de Tabelas.....	ix
Acrónimos	xi
Lista de Símbolos.....	xv
1. Introdução	1
1.1. Motivação.....	3
1.2. Estrutura da tese	3
2. Sistemas de Rádio Móvel.....	5
2.1. Modelos de propagação <i>Large-Scale</i>	6
2.2. Desvanecimento Rápido.....	10
2.3. Parâmetros relativos aos canais multipercurso	14
2.4. Modelos de propagação <i>Small-Scale</i>	18
2.5. Diversidade	21
2.5.1. Técnicas de combinação de sinal.....	23
2.5.2. Diversidade espacial.....	24
3. Sistemas MIMO.....	29
3.1. Modelo de um sistema MIMO	30
3.1.1. Caracterização da matriz do canal.....	30
3.1.2. Caracterização bidireccional do canal.....	33
3.1.3. Relação entre a matriz de transmissão e a resposta bidireccional do canal	34
3.2. Análise da capacidade	35

3.2.1. Capacidade de um sistema SISO.....	35
3.2.2. Capacidade de um sistema com diversidade	36
3.2.3. Capacidade de um sistema MIMO.....	37
3.2.4. Capacidade em canais selectivos em frequência	42
3.2.5. Capacidade ergódica e capacidade garantida	43
3.3. Técnicas utilizadas em sistemas MIMO	44
3.3.1. Diversidade espacial	44
3.3.2. Multiplexagem espacial	49
3.3.3. Formatação de feixe	51
3.3.4. Ganho de diversidade vs ganho de capacidade	51
4. Modelos de canal MIMO	55
4.1. Modelos físicos.....	57
4.1.1. Traçado de raios	57
4.1.2. Modelo geométrico estocástico de espalhadores (GSCM)	59
4.1.3. Modelo de Saleh-Valenzuela	60
4.1.4. Modelo de Zwick.....	64
4.2. Modelos analíticos	65
4.2.1. Modelo IID	66
4.2.2. Modelo de Kronecker	66
4.2.3. Modelo de Weichselberger	68
4.2.4. Modelo de dispersão finita.....	69
5. Resultados	73
5.1. Implementação e validação do modelo.....	73
5.2. Simulações.....	78

5.2.1. Valores próprios.....	79
5.2.2. Impacto do número de antenas do agregado	81
5.2.3. Efeito da distância entre os elementos do agregado	82
5.2.4. Impacto do número de clusters/raios	84
5.2.5. Efeito do decaimento dos clusters e do desvio padrão do AoD e AoA.....	86
5.3. Campanha de recolha de medidas experimentais.....	87
5.4. Comparação de resultados.....	97
6. Conclusões e trabalho futuro	111
6.1. Conclusões.....	111
6.2. Trabalho futuro	113
Referências.....	115
Anexo A – Código Matlab.....	119

Índice de Figuras

Figura 1.1 - Evolução dos sistemas de comunicação sem fios	1
Figura 2.1 - Representação dos efeitos sofridos no sinal por um canal rádio móvel	6
Figura 2.2 - Modelo de 2 Raios	7
Figura 2.3 - Propagação multipercurso	11
Figura 2.4 - Resposta impulsiva de um canal	12
Figura 2.5 - Resposta impulsiva de um canal multipercurso.....	13
Figura 2.6 - Perfil de potência de atraso [7]	14
Figura 2.7 - Canal de desvanecimento plano	16
Figura 2.8 - Canal de desvanecimento selectivo na frequência.....	16
Figura 2.9 - Tipos de desvanecimento baseados no espalhamento do atraso	17
Figura 2.10 - Tipos de desvanecimento baseados no espalhamento de Doppler	18
Figura 2.11 - Função densidade probabilidade de Rice	20
Figura 2.12 - Efeito de um canal multipercurso	21
Figura 2.13 - Comparação entre as várias técnicas de combinação de sinal (M - Número de ramos) [9]	24
Figura 2.14 - Impacto da utilização de diversidade na BER.....	25
Figura 2.15 - Esquemas de diversidade espacial	26
Figura 2.16 - Correlação do sinal recebido em função da separação entre duas antenas de um agregado	27
Figura 3.1 - Representação de um sistema MIMO.....	31
Figura 3.2 - Capacidade ergódica de um sistema MIMO ($N_T=N_R=4$)	41
Figura 3.3 - Diagrama de blocos de um sistema de codificação espacial-temporal	45
Figura 3.4 - Esquema de codificação de Alamouti (adaptado de [20])	47
Figura 3.5 - Arquitectura D-BLAST [22].....	50
Figura 3.6 - Aplicação das diversas técnicas MIMO em função das características do canal	52
Figura 4.1 - Classificação dos modelos de canal MIMO [10, 26]	57
Figura 4.2 - Algoritmo de traçado de raios: (a) Cenário de propagação; (b) “Visibility Tree” correspondente [26]	58

Figura 4.3 - Localização dos espalhadores no modelo GSCM [27]	59
Figura 4.4 - Esquema representativo do decaimento dos clusters e dos raios	61
Figura 4.5 - Parâmetros de recepção e de transmissão dos clusters [31]	63
Figura 5.1 - Função densidade de probabilidade do AoA	74
Figura 5.2 - Amplitude relativa dos raios de chegada.....	75
Figura 5.3 - PDF da amplitude dos clusters.....	78
Figura 5.4 - CDF dos valores próprios da matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$	80
Figura 5.5 - CDF da capacidade de 3 sistemas MIMO em função do número de antenas .	81
Figura 5.6 - CDF da capacidade de 3 sistemas MIMO em função do número de antenas (assumindo entradas da matriz \mathbf{H} como sendo IID)	82
Figura 5.7 - CDF da capacidade de um sistema MIMO em função da distância entre os elementos do agregado	83
Figura 5.8 - CDF da capacidade de um sistema MIMO em função do número de clusters/raios.....	85
Figura 5.9 - CDF da capacidade de um sistema MIMO em função do decaimento dos clusters e do desvio padrão do AoD e AoA.....	86
Figura 5.10 - Esquema das posições dos agregados	88
Figura 5.11 - Esquema de montagem do equipamento de medição.....	89
Figura 5.12 - Resposta em frequência das 5 configurações projectadas.....	90
Figura 5.13 - CDF da capacidade em função dos elementos do agregado na configuração 1 ($d=\lambda/4$).....	92
Figura 5.14 - CDF da capacidade em função da separação entre os elementos do agregado na configuração 1 ($N_T=N_R=3$).....	93
Figura 5.15 - CDF da capacidade em função da separação entre os elementos do agregado na configuração 5 ($N_T=N_R=3$).....	94
Figura 5.16 - CDF da capacidade dos canais referentes aos 5 cenários projectados ($N_T=N_R=3$ e $d=\lambda/2$)	95
Figura 5.17 - Valores próprios relativos ao cenário 1 e 2	97
Figura 5.18 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 1 para diferente número de elementos do agregado separados por $\lambda/2$	100

Figura 5.19 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 1 para diferentes separações entre os elementos do agregado com $N_T=N_R=3$	101
Figura 5.20 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 2 para diferente número de elementos do agregado separados por $\lambda/2$	102
Figura 5.21 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 2 para diferentes separações entre os elementos do agregado com $N_T=N_R=3$	103
Figura 5.22 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 3 para diferente número de elementos do agregado separados por $\lambda/2$	104
Figura 5.23 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 3 para diferentes separações entre os elementos do agregado com $N_T=N_R=3$	105
Figura 5.24 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 4 para diferente número de elementos do agregado separados por $\lambda/2$	106
Figura 5.25 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 4 para diferentes separações entre os elementos do agregado com $N_T=N_R=3$	107
Figura 5.26 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 5 para diferente número de elementos do agregado separados por $\lambda/2$	108
Figura 5.27 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 5 para diferentes separações entre os elementos do agregado com $N_T=N_R=3$	109

Índice de Tabelas

Tabela 3.1 - Esquema de codificação de Alamouti para duas antenas transmissoras.....	48
Tabela 3.2 - Definição dos canais existentes entre o emissor e o receptor no esquema de Alamouti	48
Tabela 3.3 - Sinais recebidos por cada antena no esquema de Alamouti	48
Tabela 5.1 - Valores utilizados para a simulação do modelo estendido de Saleh-Valenzuela aplicado a sistemas SISO de banda larga	74
Tabela 5.2 - Valores utilizados para a simulação do modelo estendido de Saleh-Valenzuela aplicado a sistemas MIMO de banda estreita.....	77
Tabela 5.3 - Valores obtidos da SNR para cada uma das configurações.....	91
Tabela 5.4 - Valores dos parâmetros de cada um dos 5 cenários projectados.....	99

Acrónimos

3GPP	3rd Generation Partnership Project
AMPS	Advanced Mobile Phone System
AoA	Angle-of-Arrival
AoD	Angle-of-Departure
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
bps	bit per second
CDF	Cumulative Distribution Function
CDMA	Code Division Multiple Access
D-BLAST	Diagonal – Bell Labs Layered Space Time
DPO	Distribuição de Potência Óptima
DPU	Distribuição de Potência Uniforme
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution
EGC	Equal Gain Combining
EV-DO	Evolution-Data Optimized
FC	Feedback Combining
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Groupe Speciale Mobile
HSDPA/HSUPA	High Speed Downlink Packet Access/High Speed Uplink Packet Access
HSPA+	High Speed Packet Access
IID	Independent and Identically Distributed

ISI	Inter Symbol Interference
LOS	Line of Sight
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MPC	Multipath Component
MRC	Maximal Ratio Combining
NLOS	Non Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PDF	Probability Density Function
PDP	Power Delay Profile
PL	Path-Loss
QoS	Quality of Service
rms	root mean square
RTT	Radio Transmission Technology
SC	Selection Combining
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space Time Block Code
STC	Space Time Codes
STTC	Space Time Trellis Code
UMB	Ultra Mobile Broadband

V-BLAST	Vertical – Bell Labs Layered Space Time
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WSSUS	Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering

Lista de Símbolos

λ	Comprimento de onda
X_σ	Variável aleatória Gaussiana de média zero e desvio padrão σ que representa o efeito do desvanecimento
δ	Impulso de Dirac
$h(t)$	Resposta impulsiva do canal
\otimes	Operação de convolução
β	Amplitude de uma componente multipercurso
τ	Atraso de uma componente multipercurso
ϕ	Fase de uma componente multipercurso
N	Número de componentes multipercurso
$\bar{\tau}$	Atraso médio das componentes multipercurso
σ_t	Valor médio quadrático do espalhamento do atraso
$I_0(\cdot)$	Função de Bessel modificada de primeira espécie e ordem zero
$J_0(\cdot)$	Função de Bessel de primeira espécie e ordem zero
N_T	Número de antenas transmissoras
N_R	Número de antenas receptoras
$\mathbf{H}(t)$	Resposta impulsiva do canal (matriz de transmissão do canal)
$[]^T$	Matriz transposta

\mathbf{r}_{Tx}	Posição do transmissor
\mathbf{r}_{Rx}	Posição do receptor
θ_{Tx}	Ângulo de partida de um raio
θ_{Rx}	Ângulo de chegada de um raio
P_T	Potência transmitida
P_N	Potência de ruído
\mathbf{I}_N	Matriz identidade de dimensão N×N
$[]^H$	Matriz trans-conjugada
$E[]$	Esperança matemática
T	Instante de chegada de um raio proveniente de um cluster
Γ	Factor de decaimento dos clusters
γ	Factor de decaimento dos raios
θ	Ângulo médio dos raios num dado cluster (ângulo do cluster)
ω	Ângulo de um raio
\mathbf{R}_H	Matriz de correlação complexa
\mathbf{G}	Matriz Gaussiana complexa de média nula e variância unitária cujos elementos são independentes e identicamente distribuídos
\odot	Produto de Schur-Hadamard

1. Introdução

Nas últimas décadas tem-se assistido a um enorme aumento de popularidade dos sistemas de comunicações sem fios o que tem proporcionado um forte desenvolvimento nesta área. Por um lado, a elevada oferta de serviços multimédia e de internet móvel por parte dos operadores e, por outro lado, a grande necessidade de mobilidade dos utilizadores têm sido os principais responsáveis por esse facto.

Contudo, as redes locais sem fios (WLANs) também têm contribuído bastante no desenvolvimento desta área na medida em que existe uma grande necessidade de maiores taxas de transmissão em redes domésticas para acesso à internet, partilha de ficheiros e *streaming* de conteúdos multimédia de alta definição, este último já bastante presente em muitos televisores LCD/Plasma, HTPCs (*Home Theater Personal Computers*), *Media Players* e consolas de jogos. Na figura abaixo encontra-se representado um esquema que mostra a evolução das tecnologias de acesso sem fios na vertente das comunicações móveis celulares [1, 2] e na vertente das WLANs [3, 4].

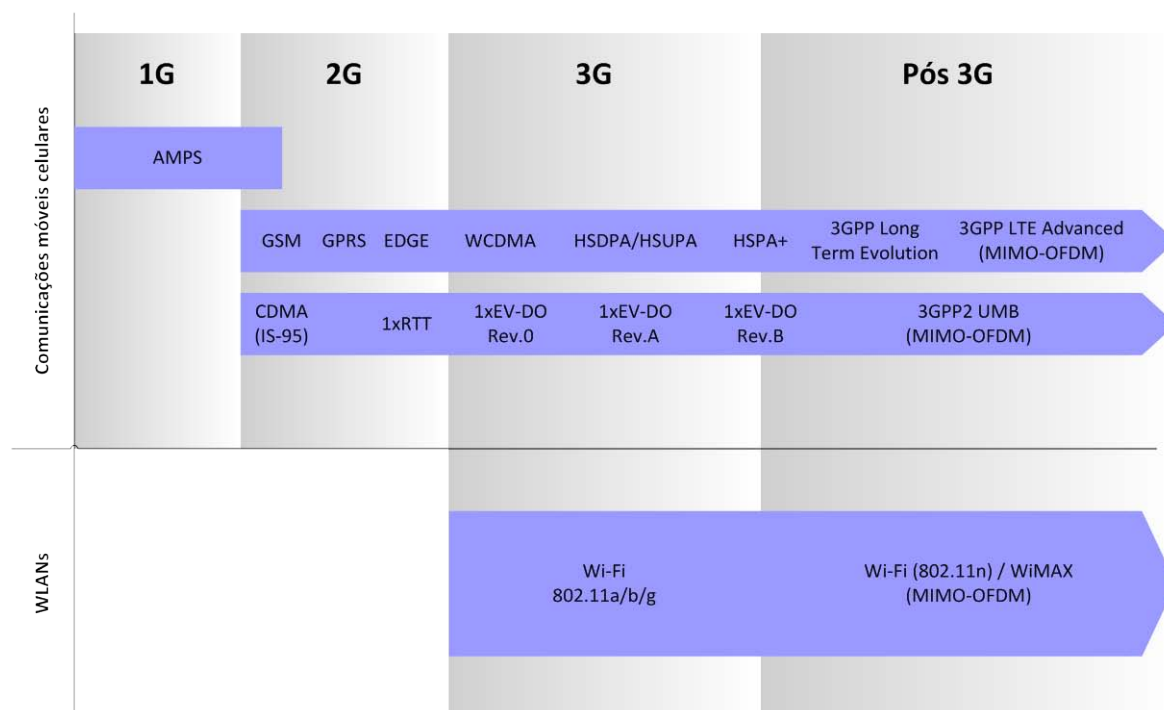


Figura 1.1 - Evolução dos sistemas de comunicação sem fios

Um outro factor não menos importante que a taxa de transmissão, é a qualidade de serviço (QoS) que tem de ser assegurada sem que isso comprometa a largura de banda ou a potência de transmissão. A tecnologia MIMO, caracterizada pela utilização de múltiplas antenas no transmissor e no receptor, tem-se revelado como uma solução que permite alcançar as elevadas taxas de transmissão e QoS exigidas por esses serviços à custa, no entanto, de uma maior complexidade e de técnicas avançadas de processamento de sinal.

A existência de múltiplas antenas no transmissor e receptor permite aos sistemas MIMO tirar total partido do domínio espacial através da técnica de diversidade e de multiplexagem de informação. A técnica de diversidade espacial, também presente em sistemas SIMO e MISO, oferece melhorias significativas na fiabilidade da informação recebida enquanto que a técnica de multiplexagem espacial, aplicável exclusivamente em sistemas MIMO, permite alcançar ganhos de capacidade superiores aos sistemas convencionais uma vez que possibilita a criação de múltiplos canais virtuais paralelos onde a informação é transmitida. Contudo, o aumento de capacidade e de fiabilidade são dois pontos antagónicos e constituem um compromisso a ter em conta no projecto de sistemas MIMO uma vez que não podem ser maximizados simultaneamente.

Além da tecnologia MIMO, uma técnica de modulação também tem sido bastante utilizada com o objectivo de minimizar a influência do canal de propagação. Essa técnica denomina-se de OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e consiste em dividir um canal de banda larga em múltiplos canais de banda estreita de maneira a que a informação seja enviada em sub-portadoras ortogonais (independentes) evitando assim a interferência inter-simbólica provocada pelo multipercurso. A integração da tecnologia MIMO com OFDM permite desta forma maximizar simultaneamente a capacidade e a fiabilidade e já vem sendo utilizada nas WLANs sob a norma IEEE802.11n, nas emissões digitais de televisão terrestre (DVB-T) e no WiMAX sob a norma IEEE802.16 [5].

Perante este cenário, não é assim de estranhar que a tecnologia MIMO será uma das tecnologias a ser integrada na 4ª geração de comunicações sem fios. Aqui, o objectivo será a oferta de soluções baseadas no protocolo IP em que as taxas de transmissão serão

da ordem das dezenas de Mbps [6] para suportar serviços de televisão de alta definição, vídeo-conferência e internet de alta velocidade com total liberdade de movimento.

1.1. Motivação

Apesar dos sistemas MIMO permitirem alcançar ganhos de capacidade superiores aos sistemas convencionais, estes estão dependentes das características do canal de propagação pelo que se torna num requisito fundamental a utilização de modelos que o permitam caracterizar nas mais diversas situações.

O objectivo desta tese consiste assim em apresentar os vários modelos existentes na literatura e fazer uma comparação entre os mesmos. Como forma de avaliar o desempenho de um dos modelos, será implementado o modelo estendido de Saleh-Valenzuela. A partir da matriz de transmissão obtida pelo modelo, serão realizadas diversas simulações e, posteriormente, comparadas com medidas experimentais efectuadas em laboratório retratando diferentes cenários de propagação.

1.2. Estrutura da tese

Esta tese encontra-se dividida em 6 capítulos, os quais a seguir se encontram sintetizados.

No capítulo 2 é efectuado um estudo relativamente à propagação num canal rádio móvel e os seus efeitos no sinal recebido. Inicialmente são apresentados os conceitos de *shadowing* e *fading* e os respectivos modelos que permitem determinar as perdas de percurso do sinal. É também apresentado o fenómeno de multipercurso e os parâmetros que dele advém e que têm um papel importante na caracterização do canal de propagação. Por fim, é abordada a técnica de diversidade que permite combater o efeito multipercurso sendo dado especial destaque para a técnica de diversidade espacial uma vez que constitui uma das técnicas utilizadas nos sistemas MIMO.

O capítulo 3 é dedicado aos sistemas MIMO. Aqui é apresentado o modelo de um sistema MIMO nas suas duas vertentes, através da matriz de transmissão e da

caracterização bidireccional do canal. De seguida é efectuada uma análise de capacidade a sistemas SISO, MISO, SIMO e MIMO com o objectivo de constatar as potencialidades deste último. Por fim, são abordadas as diversas técnicas utilizadas pelos sistemas MIMO (diversidade espacial, multiplexagem espacial e formatação de feixe) que lhes permite apresentar desempenhos superiores aos sistemas convencionais.

No capítulo 4 são abordados diversos modelos de canal MIMO presentes na literatura. Inicialmente é efectuada a classificação dos modelos em categorias e, de seguida, analisados e comparados entre si enumerando algumas das suas vantagens e desvantagens.

O capítulo 5 apresenta os resultados obtidos com base nas simulações realizadas com o modelo estendido de Saleh-Valenzuela assim como os resultados obtidos das medidas efectuadas em laboratório. Numa primeira fase são efectuados alguns testes de capacidade com o objectivo de estudar a influência de algumas propriedades do cenário de propagação e do sistema de transmissão sobre a capacidade do sistema. Numa segunda fase é analisado o desempenho do modelo, efectuando uma comparação entre a capacidade obtida através de simulações e a capacidade obtida com base nas medidas efectuadas.

Para finalizar, no capítulo 6 são apresentadas as principais conclusões retiradas da análise dos resultados assim como algumas propostas para trabalho futuro que surgem no seguimento do que foi realizado nesta tese.

2. Sistemas de Rádio Móvel

O desempenho de um sistema de comunicação está bastante dependente das características do canal de propagação existente entre o emissor e o receptor. Num sistema de comunicação sem fios este aspecto toma ainda maior relevo pois, não sendo o canal de propagação um meio guiado e portanto previsível e normalmente invariante no tempo, torna-se necessário conhecer o cenário em torno de um dado emissor.

Ao contrário das comunicações com fios, as comunicações sem fios envolvem um meio de transmissão com características por vezes aleatórias devido a fenómenos físicos existentes no canal de propagação tais como a reflexão, a difracção ou a dispersão provenientes de diversos factores como o relevo do terreno, a existência de prédios e outras construções, a vegetação, entre outros. Assim, podemos estar tanto perante um cenário de propagação em espaço livre em que o receptor tem linha de vista (LOS) com o emissor, em que o sinal recebido é apenas constituído pelo raio directo, como um cenário em que deverão ser considerados diversos obstáculos e o sinal recebido é resultado da soma de múltiplas contribuições dos diferentes percursos originados pela interacção do sinal transmitido com esses obstáculos.

O efeito desses fenómenos traduz-se num desvanecimento do sinal sendo que este poderá ser classificado em *shadowing* (desvanecimento lento) devido aos obstáculos de grandes dimensões que criam uma obstrução sistemática ou em *fading* (desvanecimento rápido) devido ao movimento do móvel e dos objectos circundantes que se traduz na variação de fase relativa das componentes multipercurso. Na Figura 2.1 encontra-se uma representação dos dois tipos de desvanecimento referidos.

Como se pode constatar, a modelação do canal rádio é de extrema importância na caracterização do sinal recebido existindo assim, modelos de propagação *Large-Scale* e *Small-Scale* que fornecem o valor mediano das perdas de percurso do sinal assim como a variabilidade em torno do mesmo através de uma distribuição estatística. Os modelos *Large-Scale*, associados ao desvanecimento lento, caracterizam as perdas de percurso médias que o sinal sofre numa larga escala espacial entre o emissor e o receptor assim como a variabilidade em torno desse valor médio através de uma distribuição log-normal.

Os modelos *Small-Scale*, associados ao desvanecimento rápido, caracterizam as variações de amplitude do sinal em curtas distâncias ou espaços temporais através de uma distribuição de Rayleigh ou de Rice.

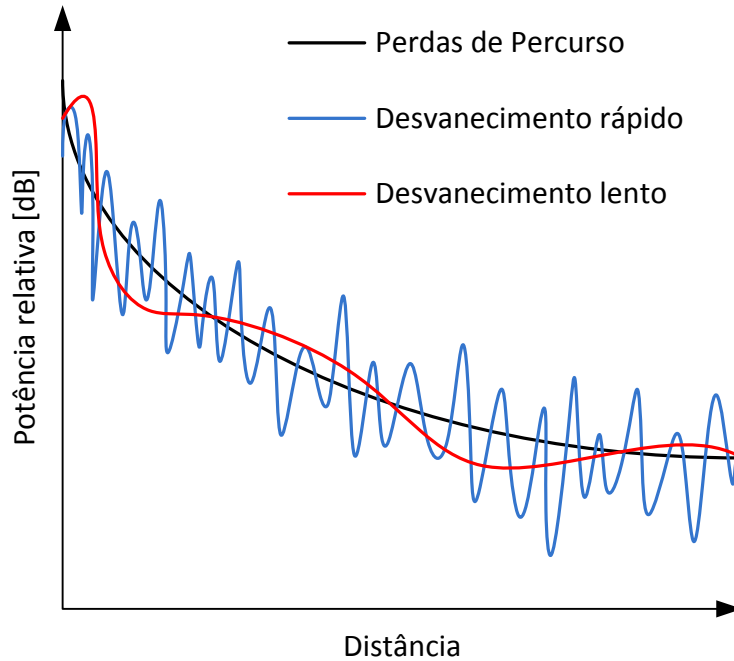


Figura 2.1 - Representação dos efeitos sofridos no sinal por um canal rádio móvel

2.1. Modelos de propagação *Large-Scale*

O modelo mais simplista é o modelo de Friis que é aplicável em situações em que existe LOS entre o emissor e o receptor e não existem objectos circundantes que provoquem componentes multipercurso (MPCs), ou seja, em que a propagação se efectua em espaço livre. A equação de Friis permite relacionar a potência recebida, P_R , com a potência emitida, P_T , da seguinte forma:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.1)$$

em que G_T e G_R são, respectivamente, o ganho da antena emissora e receptora, separadas por uma distância d e λ é o comprimento de onda.

Alternativamente, a equação (2.1) pode ser escrita na forma logarítmica.

$$P_R[\text{dBW}] = P_T[\text{dBW}] + G_T[\text{dBi}] + G_R[\text{dBi}] + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) - 20 \log_{10}(d) \quad (2.2)$$

As perdas de percurso (PL) representam a atenuação do sinal (em dB), ou seja, a relação entre a potência emitida e a recebida. Partindo da equação acima e excluindo o ganho das antenas, as perdas de percurso em espaço livre são dadas por:

$$PL[\text{dB}] = 20 \log_{10}(d) + 20 \log_{10}(f) - 20 \log_{10} \left(\frac{c}{4\pi} \right) \quad (2.3)$$

Como se pode verificar, a potência recebida é inversamente proporcional ao quadrado da distância pelo que a potência decresce 20 dB/década com a distância entre as antenas.

Um modelo um pouco mais complexo, é o modelo de 2 raios em que o sinal recebido já contempla o efeito de uma reflexão, como mostra a figura abaixo.

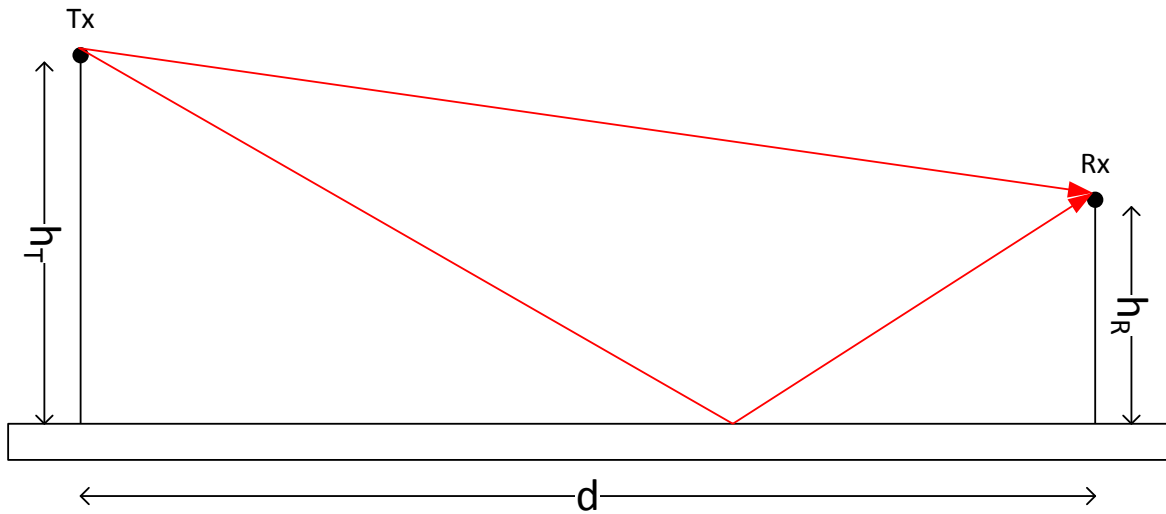


Figura 2.2 - Modelo de 2 Raios

Admitindo que $d \gg h_T, h_R$, a relação entre a potência recebida, P_R , e a potência emitida, P_T , de acordo com [7], é a partir de uma certa distância crítica dada por:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2 \quad (2.4)$$

em que G_T e G_R são, respectivamente, o ganho da antena emissora a uma altura h_T , e o ganho da antena receptora a uma altura h_R , separadas por uma distância d .

A equação (2.4) também pode ser escrita da seguinte forma:

$$P_R[\text{dBW}] = P_T[\text{dBW}] + G_T[\text{dBi}] + G_R[\text{dBi}] + 20 \log_{10}(h_T) + 20 \log_{10}(h_R) - 40 \log_{10}(d) \quad (2.5)$$

sendo, neste caso, as perdas de percurso dadas por:

$$PL[\text{dB}] = 40 \log_{10}(d) - 20 \log_{10}(h_T) - 20 \log_{10}(h_R) \quad (2.6)$$

Neste cenário a potência recebida é, a partir de uma determinada distância crítica, inversamente proporcional à quarta potência da distância e portanto decresce 40 dB/década com a distância entre as antenas.

Como se pode constatar, a potência recebida depende fortemente da distância. Genericamente, a relação entre ambas pode ser descrita em função de um factor, n , denominado de expoente de perdas de percurso que representa a taxa com que a potência decai com o aumento da distância. Este factor, que depende do ambiente de propagação, pode variar entre 2 e 6, ou seja, entre um cenário de propagação em espaço livre e um cenário totalmente obstruído por edifícios. Em [8], encontra-se uma tabela com alguns valores de n em função do ambiente de propagação.

A equação (2.7) representa então um modelo simplificado para as perdas de percurso, desprezando o ganho das antenas.

$$P_R(d) = P_T \left(\frac{d_0}{d} \right)^n \quad (2.7)$$

Em que d_0 representa uma distância de referência ao emissor. A mesma equação pode também ser representada na forma logarítmica como mostra a equação abaixo.

$$P_R[\text{dB}] = P_T[\text{dB}] + 10n \log_{10}(d_0) - 10n \log_{10}(d) \quad (2.8)$$

Aplicando este modelo genérico, podemos concluir que a potência decai a $10n$ dBs/década com a distância, a partir do ponto d_0 . Assim, haverá uma maior perda de

potência quanto mais elevado for o valor de n , ou seja, quanto mais obstruído estiver o canal.

As perdas de percurso em valor mediano podem ser caracterizadas da seguinte forma:

$$\overline{PL}(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2.9)$$

Contudo, a equação acima apenas representa o valor médio das perdas do sinal a uma dada distância não tendo em consideração a variação em torno do mesmo. Assim, as perdas de percurso num dado ponto dependem também de X_σ , uma variável aleatória Gaussiana de média zero e desvio padrão σ , que representa o efeito do desvanecimento lento do sinal.

$$PL(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d) + X_\sigma \quad (2.10)$$

Como mostra a equação (2.10), a uma determinada distância, o valor das perdas de percurso leva em consideração o efeito do desvanecimento lento o qual segue uma distribuição log-normal.

Este último modelo apresentado pode fornecer com alguma exactidão o valor médio do sinal num dado ponto uma vez que pode ser aplicado em diversos cenários variando o valor do parâmetro n . No entanto, como não efectua uma completa caracterização do canal, poderá não ser de todo o modelo ideal perante cenários mais complexos pelo que exigem outros modelos que tomam em consideração um maior número de características do cenário. Esses modelos são denominados de modelos empíricos pois são resultado de uma série de medidas experimentais que resultam em expressões e curvas analíticas que facilmente, por substituição de alguns parâmetros como a frequência, o tipo de terreno ou a altura das antenas, se obtém um valor médio para as perdas de percurso do sinal. Entre esses modelos, pode-se salientar o modelo de Egli, Longley-Rice, Young e Hata-Okumura que podem ser encontrados em [7].

Contudo, os modelos empíricos têm algumas desvantagens das quais a limitação a uma determinada gama de frequência, uma dada distância, tipo de ambiente ou a uma

altura máxima das antenas. Além disso, pelo facto de terem em consideração uma classificação grosseira em classes (urbana, suburbana e rural) torna, por vezes, difícil de definir qual a classe em que se pretende aplicar o modelo.

Uma melhor forma de obter a intensidade média do sinal em ambientes complexos é fazendo a combinação entre empirismo e aplicação da teoria da propagação resultando assim em modelos que têm em consideração um maior número de aspectos acerca dos obstáculos existentes no cenário de propagação tais como a sua forma, altura, disposição e ângulos entre a onda e a orientação preferencial. Entre esses modelos, destaca-se o modelo de Walfisch-Ikegami também descrito em [7] que explora a regularidade urbanística – ruas paralelas e distância entre elas, altura e largura dos edifícios – para prever de uma forma mais adequada as perdas de propagação.

Apesar de os modelos físicos apresentarem uma grande dificuldade uma vez que exigem profundo domínio da teoria da propagação, actualmente, os mesmos já começam a ser mais populares devido ao aumento da capacidade de processamento e aos sistemas de referência geográfica existentes permitindo assim caracterizar com elevado detalhe o canal de propagação. Esta técnica mais realista denomina-se de Traçado de Raios e consiste na simulação de todas as interações - reflexão, transmissão e difracção - para combinações que conduzam a uma incidência na antena receptora. A simulação é morosa mas é a mais adequada ao cenário particular.

2.2.Desvanecimento Rápido

A propagação multipercurso, a velocidade do móvel e dos objectos circundantes ou a largura de banda do sinal transmitido, são os principais factores que originam e caracterizam o desvanecimento rápido. Como consequência, o sinal recebido é resultante da interferência de duas ou mais contribuições do sinal transmitido que chegam ao receptor em instantes diferentes, como ilustra a Figura 2.3. Dado que estas contribuições podem percorrer percursos distintos, os atrasos das mesmas serão diferentes e, por conseguinte, a sua amplitude e fase também serão diferentes.

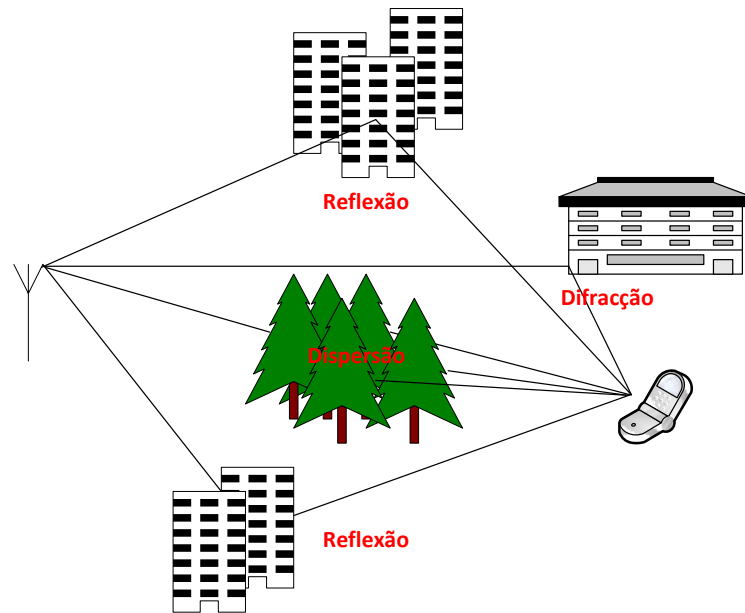


Figura 2.3 - Propagação multipercurso

Assim, os principais efeitos causados pelo desvanecimento rápido no sinal recebido são: as rápidas variações na amplitude do sinal num curto espaço de tempo ou distância percorrida, alterações na frequência da portadora do sinal causadas pelo desvio de Doppler das diferentes MPCs e a dispersão temporal causada pelos diferentes atrasos de cada uma das componentes.

A caracterização de um canal multipercurso de banda larga pode ser efectuada através da sua resposta impulsiva dado que este apresenta um comportamento linear e variante no tempo devido ao movimento do móvel e/ou objectos circundantes. A resposta impulsiva traduz assim o comportamento do canal quando lhe é aplicado um impulso de Dirac, δ . O sinal resultante, $h(t)$, será um conjunto de réplicas do impulso de Dirac com diferentes amplitudes, atrasos e fases relativas. Na figura abaixo encontram-se dois gráficos onde se representa um impulso de Dirac (à esquerda) e a respectiva resposta impulsiva de um hipotético canal (à direita).

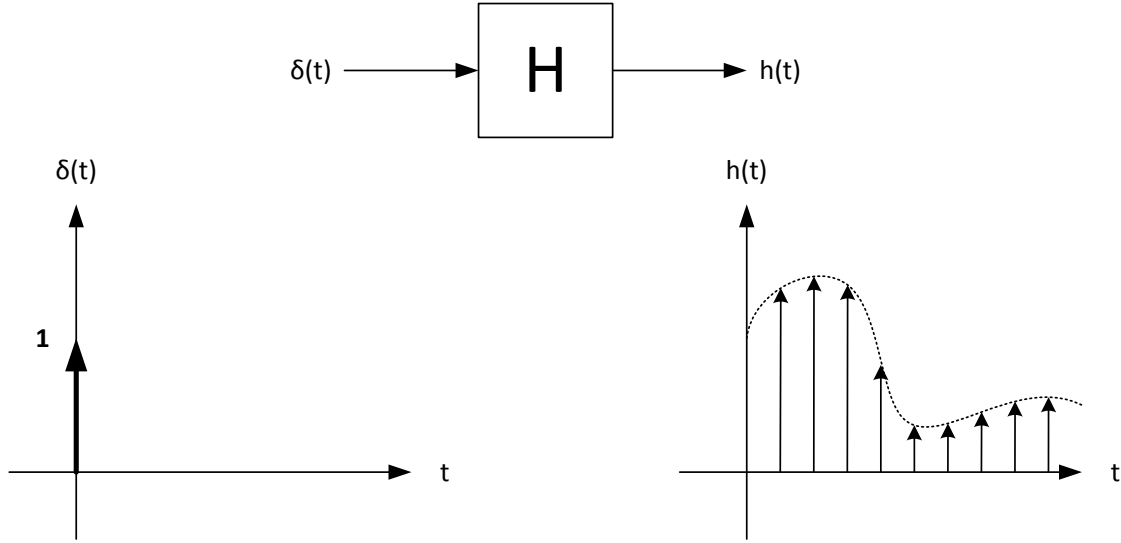


Figura 2.4 - Resposta impulsiva de um canal

Considerando um canal multipercurso em que a sua resposta impulsiva é dada por $h(t, \tau)$ em que t é o instante temporal e τ o atraso respectivo a esse instante, o sinal resultante $y(t)$ é a convolução do sinal de entrada, $x(t)$, com $h(t, \tau)$ como mostra a seguinte equação:

$$y(t) = x(t) \otimes h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(t, \tau) d\tau \quad (2.11)$$

em que $x(t)$ e $h(t, \tau)$ em banda passante são dados por:

$$x(t) = \text{Re}\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.12)$$

$$h(t, \tau) = \text{Re}\left\{\sum_{n=0}^{N-1} \beta_n(t, \tau) e^{j[2\pi f_c \tau_n(t) + \phi_n(t, \tau)]} \delta[\tau - \tau_n(t)] e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (2.13)$$

onde $s(t)$ é a envolvente complexa de $x(t)$ e f_c corresponde à frequência da portadora.

Substituindo na equação (2.13) a equação (2.12), o sinal recebido será dado por:

$$y(t) = \text{Re}\left\{\sum_{n=0}^{N-1} \beta_n(t, \tau) e^{j[2\pi f_c \tau_n(t) + \phi_n(t, \tau)]} x[\tau - \tau_n(t)] e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (2.14)$$

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \beta_n(t, \tau) e^{j[2\pi f_c \tau_n(t) + \phi_n(t, \tau)]} s[\tau - \tau_n(t)] e^{j2\pi f_c [\tau - \tau_n(t)]} e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.15)$$

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \beta_n(t, \tau) e^{j[2\pi f_c \tau + \phi_n(t, \tau)]} s[\tau - \tau_n(t)] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.16)$$

Em banda base, o mesmo sinal vem então dado por:

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \beta_n(t, \tau) e^{j[2\pi f_c \tau + \phi_n(t, \tau)]} s[\tau - \tau_n(t)] \quad (2.17)$$

Como se pode ver pela equação (2.17) e pela Figura 2.5, em cada instante temporal, o sinal recebido é constituído pelo somatório das N contribuições do sinal transmitido, cada uma delas com amplitude $\beta_n(t, \tau)$, atrasadas de $\tau_n(t)$ e com fase $2\pi f_c \tau + \phi_n(t, \tau)$.

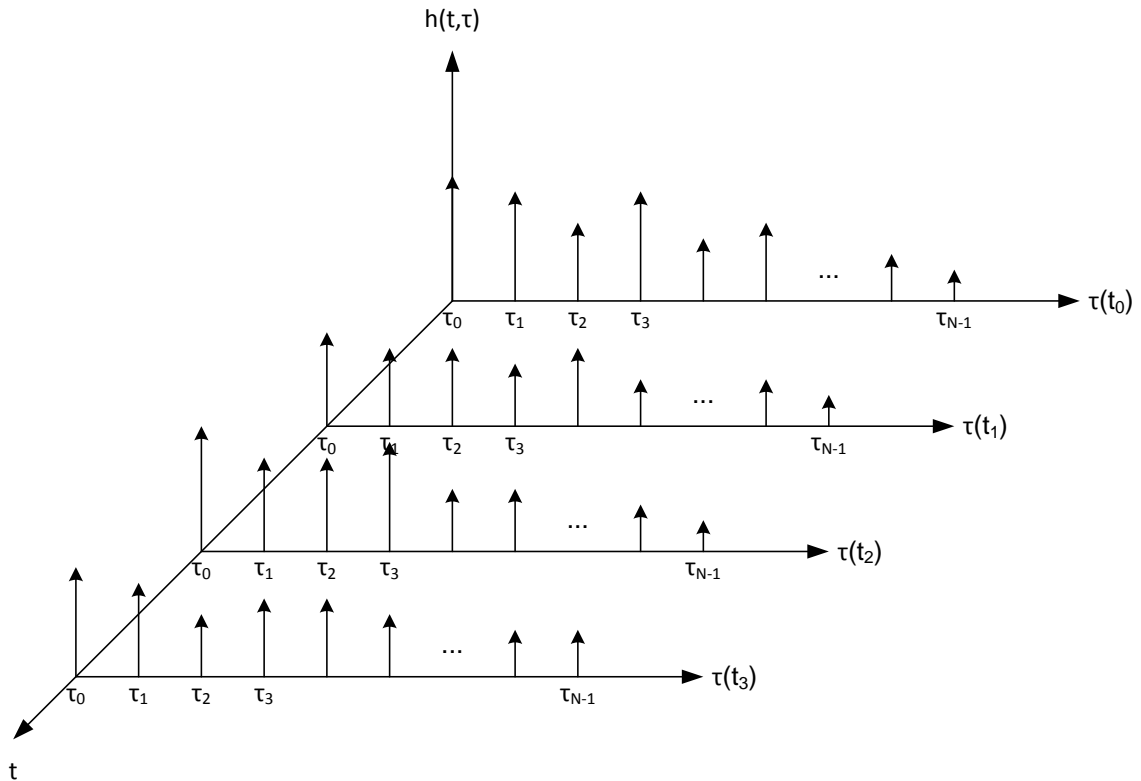


Figura 2.5 - Resposta impulsiva de um canal multipercursos

2.3. Parâmetros relativos aos canais multipercurso

Como o efeito multipercurso num canal provoca a replicação do sinal transmitido, o sinal recebido será o resultado de múltiplas contribuições do sinal transmitido que chegam em instantes diferentes com amplitudes e fases distintas (Secção 2.2). O perfil de potência de atraso (PDP) (resposta impulsiva) é um parâmetro geralmente utilizado para representar a potência relativa de cada uma das contribuições em função do tempo de atraso e do desvio de Doppler de cada uma delas relativamente a uma dada referência temporal.

Na Figura 2.6 encontra-se uma representação bidimensional de um PDP, considerando um canal estacionário em sentido lato de espalhamento não correlacionado (WSSUS). Este tipo de canal combina duas características importantes que são a fraca estacionaridade, ou seja, o canal é invariante num curto espaço de tempo e o espalhamento é não correlacionado: os atrasos associados aos diferentes percursos não são correlacionados.

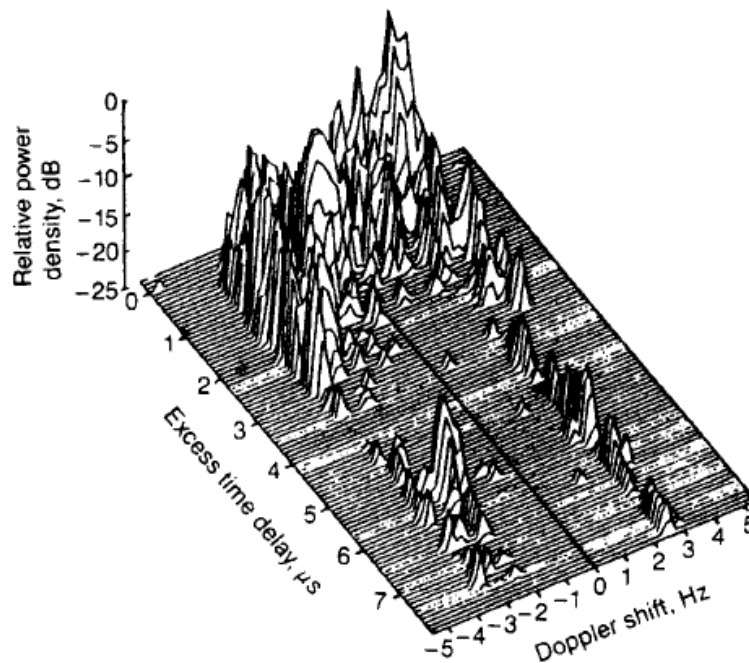


Figura 2.6 - Perfil de potência de atraso [7]

Com base no PDP, podem ser obtidos dois momentos estatísticos importantes que são o atraso médio, $\bar{\tau}$, e o valor quadrático médio (rms) do espalhamento do atraso, σ_t , dados pelas seguintes equações:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_i P(\tau_i) \tau_i}{\sum_i P(\tau_i)} = \frac{\int_0^{\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P(\tau) d\tau} \quad (2.18)$$

$$\sigma_t = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P(\tau) d\tau}} \quad (2.19)$$

O espalhamento do atraso é um parâmetro importante na medida em que a partir do mesmo se pode obter a máxima capacidade de transmissão do canal sem que exista interferência inter-simbólica (ISI). Se o espalhamento do atraso for menor que a duração do símbolo, todas as componentes relativas aos multipercursos de um dado símbolo chegarão ao receptor dentro do tempo de duração do mesmo evitando assim a ISI.

Esta mesma análise também pode ser efectuada no domínio da frequência através da largura de banda de coerência que é uma medida estatística relativamente à gama de frequências para as quais o canal é considerado plano, ou seja, o canal responde de igual forma a sinais que estejam dentro dessa gama de frequências. A largura de banda de coerência, B_C , relaciona-se com o valor quadrático médio do espalhamento do atraso da seguinte forma:

$$B_C \approx \frac{1}{\sigma_t} \quad (2.20)$$

No entanto, se a largura de banda de coerência for definida como a largura de banda à qual a resposta em frequência do canal apresenta uma correlação superior a 0.5, a largura de banda de coerência, segundo [8], é aproximadamente:

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_t} \quad (2.21)$$

A largura de banda de coerência pode ainda ser obtida através da resposta em frequência do canal aplicando a transformada de Fourier do PDP.

O espalhamento do atraso e a largura de banda de coerência descrevem assim a natureza dispersiva do canal devido ao multipercurso. Um canal que apresente uma largura de banda de coerência maior que a largura de banda do sinal, não irá provocar ISI mas pode ocorrer uma degradação da relação Sinal-Ruído (SNR) se a frequência da portadora coincidir com um desvanecimento profundo, ou seja, um nulo na resposta em frequência do canal, como mostra a Figura 2.7. Este tipo de canal apresenta assim um desvanecimento plano (na largura de banda em uso a resposta em frequência do canal é praticamente constante) ou seja, o canal é de banda estreita. Por outro lado, um canal que apresente uma largura de banda de coerência menor que a largura de banda do sinal irá provocar ISI mas tem a grande vantagem de que todas as componentes espectrais sejam afectadas de forma diferente pelo canal. Assim, se algumas forem afectadas com um nulo, outras serão compensadas com um máximo e o resultado final será, em média, uma SNR mais elevada do que o caso anterior pois a potência recebida não terá uma excursão tão elevada. Este tipo de canal, representado na Figura 2.8, apresenta um desvanecimento selectivo em frequência, ou seja, o canal é de banda larga.

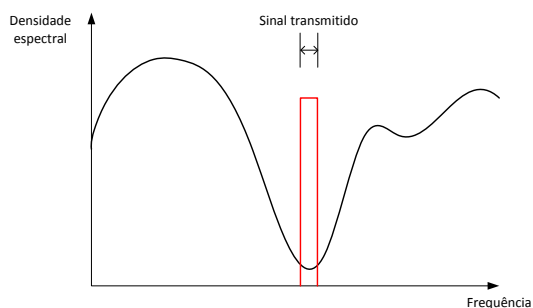


Figura 2.7 - Canal de desvanecimento plano

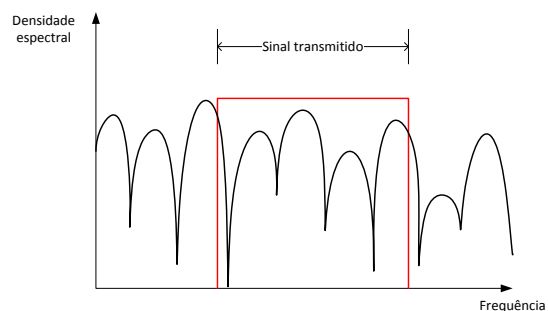


Figura 2.8 - Canal de desvanecimento selectivo na frequência

Na Figura 2.9 encontram-se representados os dois tipos de desvanecimento referidos anteriormente, o desvanecimento plano e o desvanecimento selectivo em frequência, em função da relação existente entre espalhamento do atraso - tempo de símbolo e largura de banda de coerência - largura de banda do sinal.

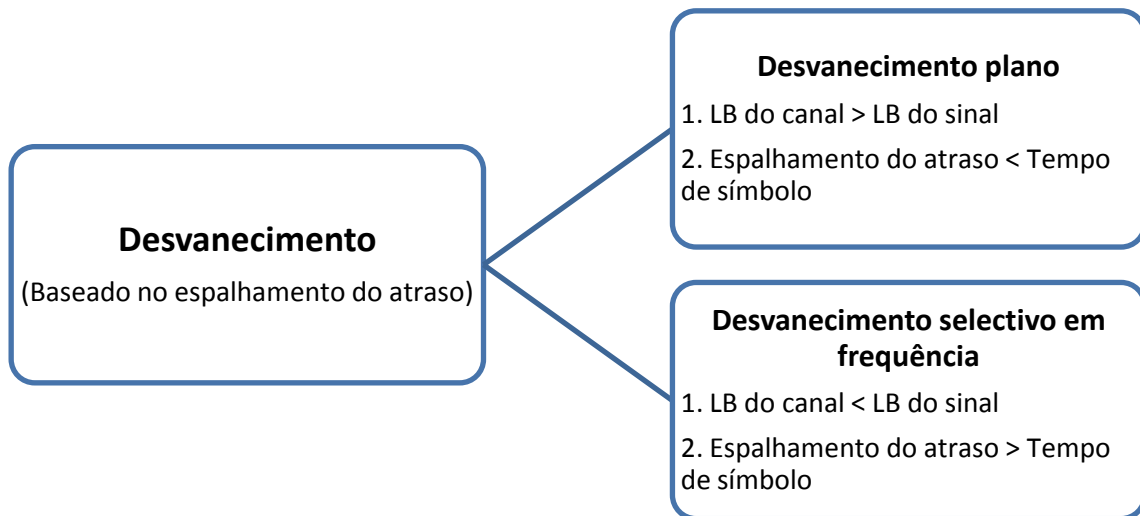


Figura 2.9 - Tipos de desvanecimento baseados no espalhamento do atraso

Um outro parâmetro relevante é o espalhamento de Doppler, f_D , que é uma medida do alargamento espectral causado pelo efeito de Doppler e é definido como a gama de frequências na qual o espectro de Doppler é não nulo.

No domínio do tempo, o dual da largura de banda de coerência é designado de tempo de coerência, T_C . O tempo de coerência é uma medida estatística do tempo de duração em que a resposta ao impulso do canal é invariante no tempo, ou seja, o tempo de coerência é o tempo que medeia entre dois sinais enviados para o qual a correlação das amplitudes recebidas é ainda elevada. Se o canal num ponto varia no tempo é porque os obstáculos se movem e nesse caso teremos Doppler. O tempo de coerência relaciona-se então com o espalhamento de Doppler de forma inversa. No entanto, se o tempo de coerência for definido como o tempo durante o qual a correlação temporal excede 0.5, segundo [8], a relação é dada por:

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_D^2}} = \frac{0.423}{f_D} \quad (2.22)$$

O espalhamento de Doppler e o tempo de coerência descrevem assim a variação temporal do canal. Num canal em que o tempo de coerência é menor que o tempo do

símbolo, as variações do canal são mais rápidas do que as variações do sinal em banda base. Este fenómeno é denominado de *fast fading*. Se, por outro lado, o tempo de coerência for maior que o tempo do símbolo, as variações do canal são mais lentas do que as variações do sinal em banda base e o fenómeno denomina-se de *slow fading*. Na Figura 2.10, estão representados os dois tipos de fenómenos em função da relação existente entre tempo de coerência - tempo de símbolo e espalhamento de Doppler - largura de banda do sinal transmitido.

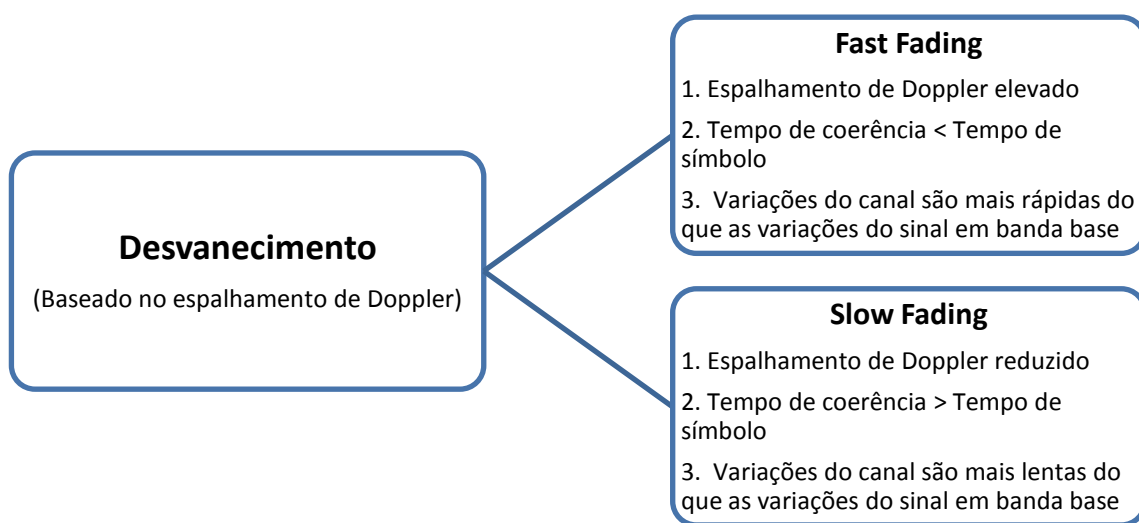


Figura 2.10 - Tipos de desvanecimento baseados no espalhamento de Doppler

2.4. Modelos de propagação *Small-Scale*

A caracterização do desvanecimento rápido é efectuada segundo dois modelos estatísticos que dependem exclusivamente de um único aspecto: a existência ou não de linha de vista (LOS) entre o emissor e o receptor.

Uma das situações idealizadas é aquela em que não existe linha de vista (NLOS) entre o emissor e o receptor e em que todas as MPCs são aproximadamente iguais em amplitude, ou seja, não existe nenhuma componente dominante. Este tipo de situação é bastante comum em locais onde o receptor se apresenta rodeado de bastantes obstáculos e a uma distância considerável do emissor e sem linha de vista. Nestas

condições a distribuição mais adequada para caracterizar o canal é a distribuição de Rayleigh.

A função densidade de probabilidade de uma distribuição de Rayleigh é dada por:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)}, \text{ para } r \geq 0 \quad (2.23)$$

onde σ^2 corresponde ao valor da potência média do sinal recebido e r corresponde à envolvente do sinal recebido que se relaciona com a componente em fase (I) e quadratura (Q) da seguinte forma:

$$r(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (2.24)$$

A distribuição de Rayleigh é assim utilizada para descrever a natureza estatística da variação temporal da envolvente do sinal recebido ou da envolvente de uma única MPC.

Quando existe LOS entre o emissor e o receptor, existe também uma componente dominante no sinal recebido pelo que a distribuição mais adequada neste tipo de situação é a distribuição de Rice. A função densidade de probabilidade da mesma é dada por:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), \text{ para } A \geq 0 \text{ e } r \geq 0 \quad (2.25)$$

em que A é a amplitude máxima da componente dominante e I_0 é a função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero.

A distribuição de Rice pode também ser descrita em termos de um parâmetro K denominado de factor de Rice e dado por:

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (2.26)$$

Pela análise da equação (2.25), facilmente se pode verificar que fazendo A tender para zero, no limite, obter-se-á a equação (2.23), ou seja, se a componente dominante tender para zero, a distribuição tende para Rayleigh pois todas as componentes são

aproximadamente iguais. Da mesma forma, na equação (2.26), se K for muito maior que um, a distribuição tende para uma distribuição Gaussiana de média A . Na Figura 2.11 encontra-se representado a função densidade de probabilidade de Rice para vários valores de K .

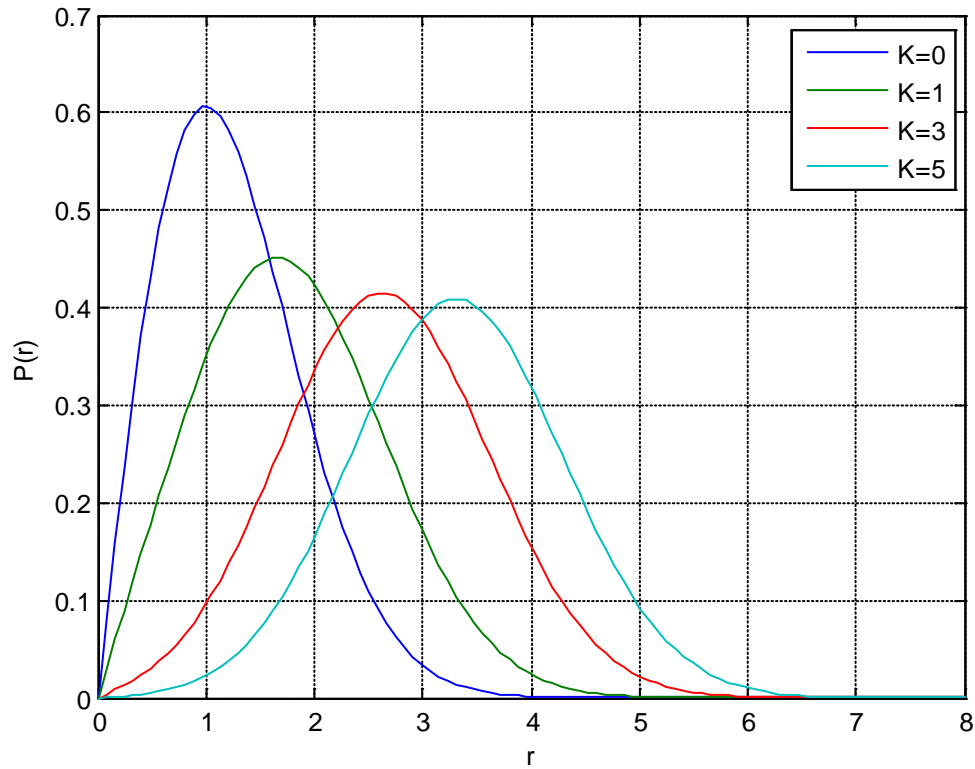


Figura 2.11 - Função densidade probabilidade de Rice

A figura abaixo representa o efeito de um canal de Rayleigh (a azul) e um canal de Rice (a vermelho) com um factor $K = 5$. O gráfico reflecte uma situação em que o móvel se desloca a 120Km/h e em que o sinal é transmitido a uma frequência de 900MHz.

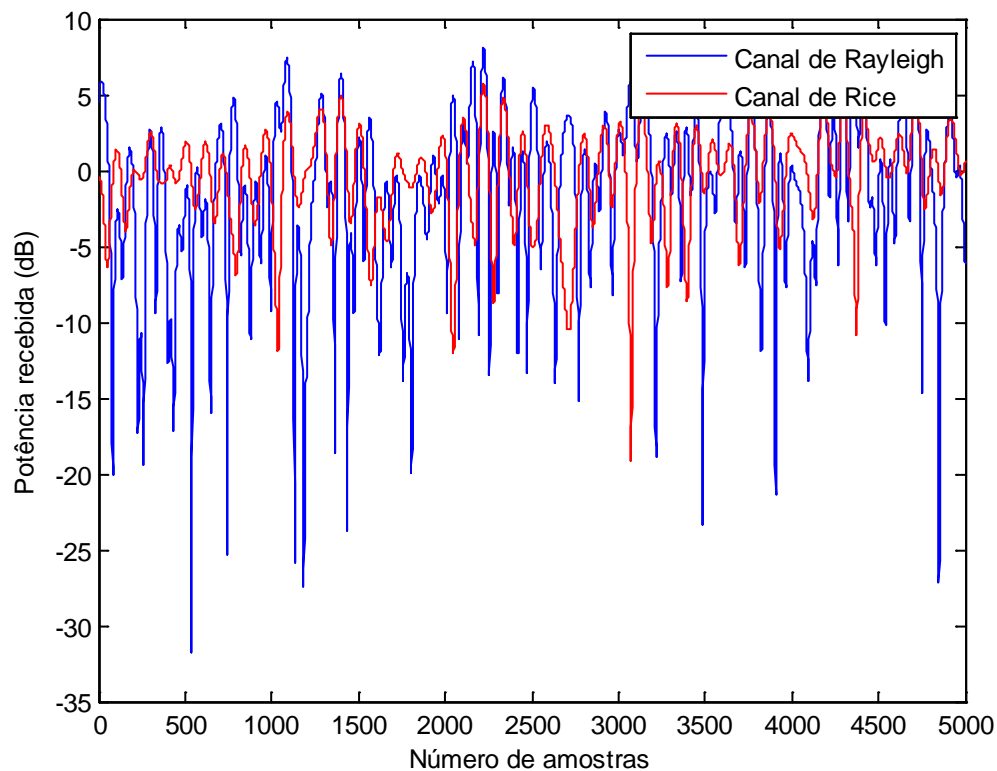


Figura 2.12 - Efeito de um canal multipercurso

Como se pode verificar, no caso de um canal de Rice, o desvanecimento é mais suave que no canal de Rayleigh. Ou seja, no canal de Rayleigh a probabilidade de uma amostra/sinal sofrer um desvanecimento profundo é bastante mais elevada do que num canal de Rice.

2.5. Diversidade

O desempenho de um sistema rádio móvel está bastante dependente do canal de propagação que introduz diversos efeitos que degradam o sinal recebido dificultando a sua desmodulação e decodificação.

Um efeito particularmente complexo introduzido pelo canal é o desvanecimento rápido devido aos multipercursos existentes que se traduzem em várias réplicas do sinal transmitido que chegam em instantes diferentes ao receptor. Como consequência, o sinal recebido pode apresentar desvanecimentos profundos devido à interferência destrutiva de réplicas que estejam em oposição de fase resultando assim numa redução da SNR.

Bastará em alguns casos uma diferença de $\lambda/4$ na localização da antena (ao fim e ao cabo uma onda estacionária) para receber potências bastante diferentes.

Existem três técnicas que permitem compensar estes efeitos aumentando assim o desempenho do sistema. A utilização de equalizadores e de códigos de canal são duas técnicas que permitem compensar a distorção do sinal provocada pela ISI quando o canal apresenta um desvanecimento selectivo em frequência. A utilização de diversidade é uma outra técnica que visa compensar sobretudo a diminuição da SNR em canais que apresentam um desvanecimento plano.

O conceito de diversidade assenta no princípio de que duas ou mais amostras independentes de um processo aleatório sofrem também desvanecimentos independentes, ou seja, a probabilidade de duas amostras sofrerem um desvanecimento profundo é reduzida. De acordo com [8], se existir mais do que uma amostra para selecção no receptor, poderá haver uma melhoria entre 20 dB a 30 dB, tanto da SNR instantânea como da SNR média.

A diversidade consiste assim em introduzir redundância no sistema de várias formas, podendo estas ser no tempo, na frequência e no espaço.

A diversidade temporal é uma técnica em que o sinal é transmitido em diferentes instantes de tempo e em que a separação entre esses instantes deve ser superior ao tempo de coerência do canal. A desvantagem desta técnica é a redução da taxa de transmissão e a sua grande dependência da velocidade do móvel uma vez que o tempo de coerência depende do espalhamento de Doppler.

A diversidade em frequência consiste em transmitir o sinal em diferentes portadoras separadas por uma frequência superior à largura de banda de coerência do canal. A desvantagem, neste caso, é um aumento considerável da largura de banda proporcional ao número de portadoras utilizadas.

A diversidade espacial consiste na utilização de várias antenas devidamente espaçadas de forma a que os sinais recebidos em cada antena estejam descorrelacionados. A separação entre as antenas depende da frequência do sinal, no entanto, uma separação de pouco mais que um comprimento de onda é suficiente.

2.5.1. Técnicas de combinação de sinal

A utilização de diversidade vem impor que se adoptem técnicas de combinação de sinal dado que o receptor tem de efectuar a combinação dos vários sinais que, devido ao desvanecimento multipercurso, apresentam potências distintas. As técnicas de combinação de sinal mais comuns são a de máxima razão (MRC), igual ganho (EGC), selecção (SC) e realimentação (FC).

A técnica de máxima razão atribui a cada ramo um determinado “peso” em função do valor da SNR apresentada pelos sinais de cada um dos ramos. O sinal recebido é constituído pela soma de todos estes ramos tendo em conta os “pesos” atribuídos sendo que esta técnica é a que apresenta melhores resultados. Contudo, tem como desvantagem a sua difícil implementação devido ao algoritmo de atribuição dos “pesos” e ao facto de ter de compensar a fase de cada um dos sinais para que a soma seja coerente.

De forma a simplificar a implementação da técnica anterior, a técnica de igual ganho assume que todos os “pesos” sejam unitários sendo esse o princípio de funcionamento da mesma.

A técnica de combinação por selecção é de simples implementação devido ao seu princípio de funcionamento que consiste em seleccionar apenas o sinal que apresenta a melhor SNR num dado instante. No entanto, tem como desvantagem a sua baixa eficiência pelo facto de não utilizar simultaneamente os sinais de todos os ramos.

Na técnica de combinação por realimentação o processo de selecção do melhor sinal é efectuado através de uma sequência fixa de busca de todos os sinais até ser encontrado aquele que apresenta uma potência superior a um limite pré-definido (*threshold*). Quando é encontrado, o mesmo é mantido até que a sua potência desça abaixo do *threshold*, momento em que é efectuada nova procura. Esta técnica apresenta um desempenho inferior à de selecção mas, no entanto, tem como vantagem a sua implementação que é extremamente simples pelo facto de utilizar apenas um receptor.

Na Figura 2.13 encontra-se um gráfico comparativo das várias técnicas de combinação onde se verifica claramente que a técnica de máxima razão é a que

apresenta melhor desempenho, seguida da técnica de igual ganho e, por fim, da técnica de selecção. A técnica de realimentação não se encontra representada, no entanto, seria a que apresentaria o pior desempenho.

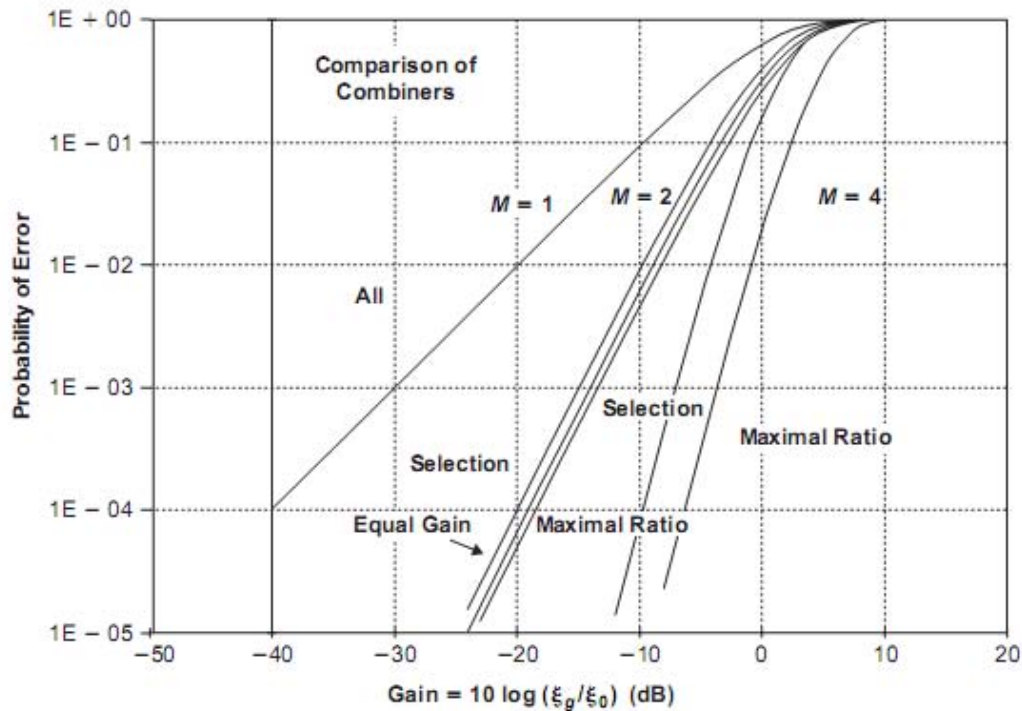


Figura 2.13 - Comparação entre as várias técnicas de combinação de sinal (M - Número de ramos) [9]

2.5.2.Diversidade espacial

A diversidade melhora o desempenho do sistema na medida em que permite aumentar a SNR do sinal recebido e, por conseguinte, fazer com que a taxa de erros (BER) diminua. Na Figura 2.14 encontra-se representado um gráfico em que é mostrado o impacto da utilização de diversidade na BER em função da SNR para um canal Rayleigh. A ordem da diversidade representa o número de ramos que, no caso específico da diversidade espacial, representa o número de antenas.

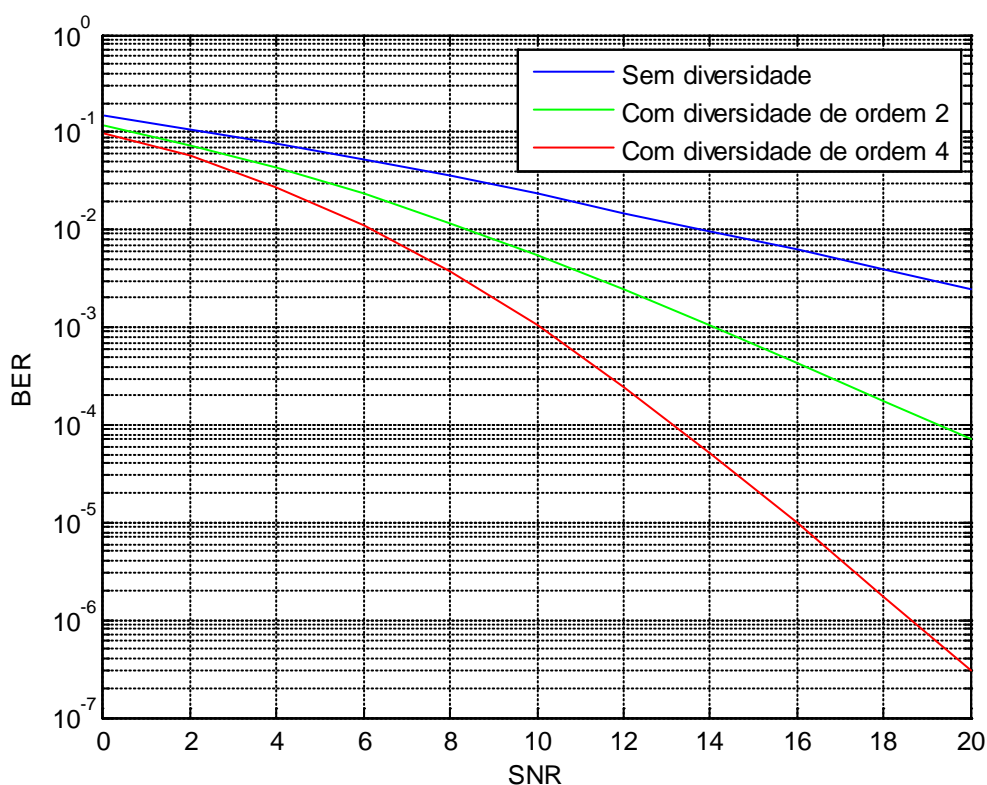


Figura 2.14 - Impacto da utilização de diversidade na BER

Como se pode verificar, a utilização de diversidade aumenta bastante o desempenho do sistema na medida em que para uma dada SNR, a BER é significativamente mais baixa quanto maior for o número de antenas utilizadas.

A diversidade espacial é o método de diversidade mais comum e que actualmente tem estado em destaque devido à sua popularidade em sistemas de comunicações sem fios. A diversidade pode ser efectuada no emissor sendo designada por diversidade de transmissão (MISO), no receptor por diversidade de recepção (SIMO) ou em ambos por diversidade de transmissão e recepção (MIMO). A figura abaixo apresenta os vários esquemas de diversidade espacial sendo que o sistema SISO não apresenta qualquer tipo de diversidade.

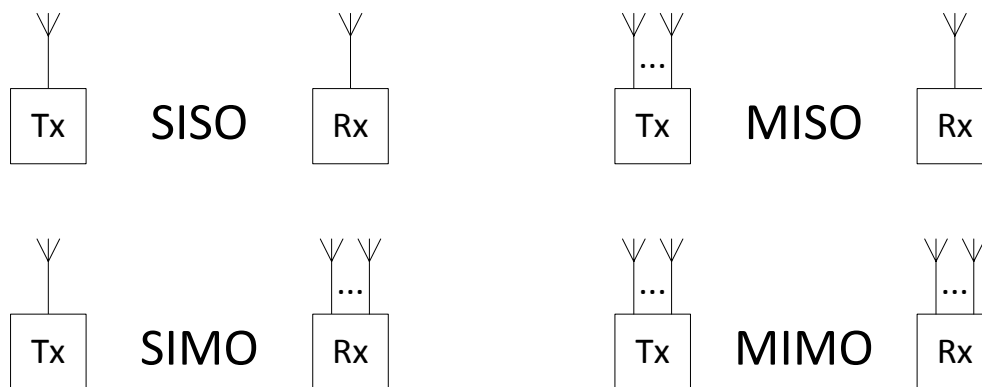


Figura 2.15 - Esquemas de diversidade espacial

Como referido anteriormente, a diversidade espacial implica que o espaçamento entre as antenas seja efectuado de forma correcta para que os sinais recebidos estejam descorrelacionados entre si. Para isso, existe uma equação que relaciona de uma forma genérica a correlação entre dois sinais recebidos em duas antenas de um mesmo agregado em função da distância que as separa. Essa equação vem dada da seguinte forma:

$$\rho(d) \cong J_0^2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (2.27)$$

em que J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero. Na Figura 2.16 encontra-se representado o gráfico resultante da equação acima e onde facilmente se observa que a função de Bessel de ordem zero tem uma primeira raiz que conduz a $d \cong 0,4\lambda$. Perante este resultado, conclui-se que na maioria dos casos basta uma separação entre as antenas ligeiramente superior a $\lambda/4$ para se obter uma considerável descorrelação.

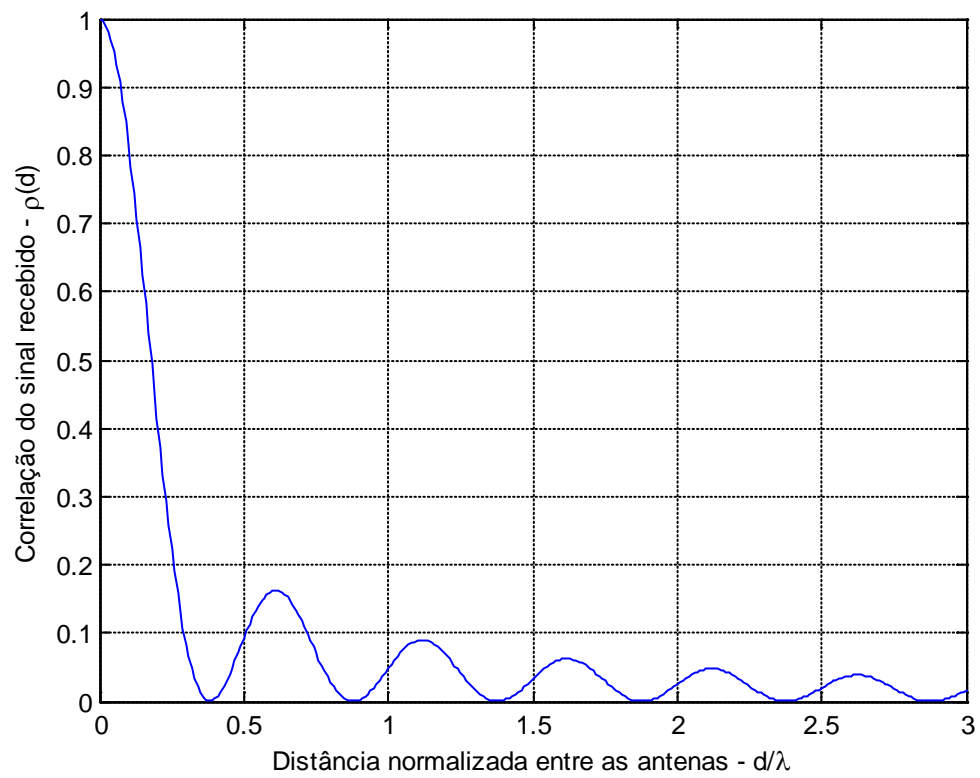


Figura 2.16 - Correlação do sinal recebido em função da separação entre duas antenas de um agregado

3. Sistemas MIMO

Actualmente, os sistemas de comunicações sem fios têm demonstrado um enorme desenvolvimento devido, em grande parte, a uma procura generalizada de serviços multimédia.

Contudo, as elevadas taxas de transmissão e fiabilidade exigidas por estes novos serviços em meios que, muitas vezes, apresentam fenómenos como desvanecimento multipercurso, atraso temporal e dispersão de Doppler colocam um novo desafio. Por um lado, aumentar a eficiência espectral, ou seja, aumentar a capacidade do canal e, por outro lado, diminuir a taxa de erros sem que isso exija uma maior potência de transmissão ou largura de banda adicional.

Os sistemas SISO, caracterizados por uma única antena no emissor e no receptor, exploram os domínios do tempo, frequência e codificação [10]. Contudo, a utilização destes sistemas tem-se revelado insuficiente uma vez que o desempenho do sistema é fortemente afectado pela propagação multipercurso introduzida pelo canal rádio móvel traduzindo-se assim numa redução da SNR e, conseqüentemente, num aumento da BER.

Com o aparecimento das técnicas de diversidade e formação de feixe, surge a tecnologia *smart antennas* que consiste em utilizar múltiplas antenas no emissor (MISO) ou no receptor (SIMO) explorando assim parcialmente o domínio espacial. Com isto, conseguiram-se ganhos de diversidade e formação de feixe melhorando assim o desempenho global do sistema.

Os sistemas MIMO têm surgido como uma tecnologia que visa enfrentar os requisitos impostos pelas novas gerações de sistemas de comunicação sem fios. Estes sistemas, caracterizados pela utilização de múltiplas antenas no emissor e no receptor, são vistos como uma extensão da tecnologia *smart antennas* pois, para além de utilizarem as técnicas de diversidade e formação de feixe, utilizam também uma técnica designada de multiplexagem espacial. Esta é, aliás, a sua principal característica uma vez que essa técnica permite tirar total partido do domínio espacial através da criação de múltiplos canais (virtuais) de transmissão paralelos.

Analogamente aos sistemas MISO e SIMO, os sistemas MIMO fornecem ganhos de diversidade e de formatação de feixe melhorando assim a qualidade de serviço. Adicionalmente, com a técnica de multiplexagem espacial, os sistemas MIMO fornecem ainda ganhos de capacidade muito superiores aos sistemas SISO e, conseqüentemente, um aumento substancial da taxa de transmissão sem que isso se traduza numa maior potência de transmissão ou largura de banda adicional.

A necessidade acrescida de processamento de sinal tem vindo a ser conseguida com desenvolvimentos na electrónica: processadores digitais de sinal, rádio digital, etc.

3.1. Modelo de um sistema MIMO

A modelação de um sistema MIMO pode ser efectuada sob duas formas. Uma delas consiste na caracterização do canal do ponto de vista analítico através da matriz de transmissão do canal pois a modelação tem por base todas as combinações de antenas transmissoras e receptoras que constituem o sistema. A outra consiste na caracterização física do canal, i.e., na resposta impulsiva bidireccional entre a posição do transmissor e a posição do receptor.

Ao contrário da primeira abordagem em que o canal é descrito considerando as antenas que o constituem relativamente ao seu número, à sua configuração, polarização e também à largura de banda, a segunda abordagem apenas descreve o canal com base na teoria da propagação especificando direcções de partida e de chegada.

3.1.1. Caracterização da matriz do canal

Como se sabe, um sistema MIMO utiliza um caso particular de diversidade espacial em que, tanto o emissor como o receptor contém múltiplas antenas. Nesse sentido, a resposta impulsiva do canal, ou também denominada de matriz de transmissão do canal, é descrita pela resposta impulsiva de todas as possíveis combinações entre os pares de antenas. Considerando então um sistema MIMO com N_T antenas transmissoras e N_R antenas receptoras, como ilustrado na Figura 3.1, a resposta impulsiva do canal, $\mathbf{H}(t, \tau)$, vem dada por:

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(t, \tau) & h_{1,2}(t, \tau) & \cdots & h_{1,N_T}(t, \tau) \\ h_{2,1}(t, \tau) & h_{2,2}(t, \tau) & \cdots & h_{2,N_T}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1}(t, \tau) & h_{N_R,2}(t, \tau) & \cdots & h_{N_R,N_T}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

em que $h_{i,j}(t, \tau)$ corresponde à resposta impulsiva variante no tempo entre a j -ésima antena transmissora e i -ésima antena receptora.

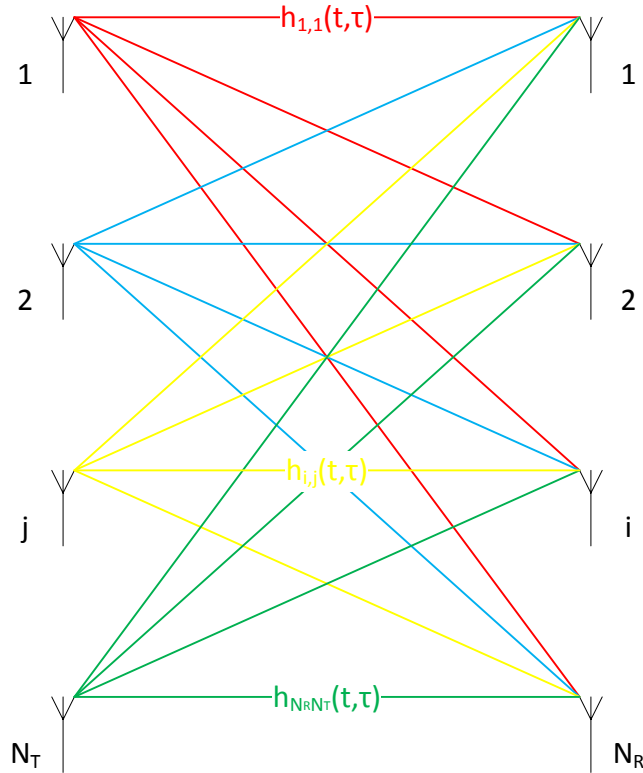


Figura 3.1 - Representação de um sistema MIMO

Considerando agora que o sinal transmitido pode ser representado pelo vector $s(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \dots \ s_{N_T}(t)]^T$ de dimensão $N_T \times 1$ e que contém os sinais das N_T antenas transmissoras. O sinal recebido vem dado pelo vector $y(t) = [y_1(t) \ y_2(t) \ \dots \ y_{N_R}(t)]^T$ de acordo com a seguinte equação:

$$y(t) = \int_{\tau} \mathbf{H}(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (3.2)$$

onde $n(t)$ representa o vector de ruído aditivo branco Gaussiano (AWGN) com dimensão $N_R \times 1$. O vector $y(t)$ tem também dimensão $N_R \times 1$ e contém os sinais das N_R antenas receptoras.

Admitindo que o mesmo canal é invariante no tempo, a matriz \mathbf{H} dependerá apenas da variável atraso, $\mathbf{H}(t, \tau) = \mathbf{H}(\tau)$, pelo que a equação (3.2) será dada por:

$$y(t) = \int_{\tau} \mathbf{H}(\tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) = \mathbf{H}(\tau) \otimes s(t) + n(t) \quad (3.3)$$

Canal uniforme em frequência

Admitindo agora que o canal é uniforme em frequência, ou seja, é um canal de banda estreita, a equação (3.3) pode ser simplificada pois $\mathbf{H}(\tau) = \mathbf{H}(0)$, logo:

$$y(t) = \mathbf{H}(t) s(t) + n(t) \quad (3.4)$$

Considerando um dado instante temporal, a equação acima é equivalente a ser escrita da seguinte forma:

$$y = \mathbf{H} s + n \quad (3.5)$$

Canal dispersivo em frequência

Assumindo que o canal é de banda larga, i.e., apresenta um comportamento dispersivo em frequência, a equação (3.3) vem dada no domínio discreto por:

$$y[k] = \sum_{\tau=1}^N \mathbf{H}(\tau) s[k - (\tau - 1)] + n[k] \quad (3.6)$$

onde k representa o índice da amostra temporal, N o número de MPCs e τ o atraso de cada uma delas.

De notar que se $N = 1$, ou seja, não existirem MPCs, a equação (3.6) toma a forma da equação (3.4) no domínio discreto. Uma vez que a saída num dado instante não depende das entradas passadas, os índices podem ser eliminados e assim a equação (3.6) tomará a forma da equação (3.5) que representa o modelo de canal de banda estreita.

3.1.2. Caracterização bidireccional do canal

A propagação num canal rádio móvel está sujeita a diversos fenómenos devido à interacção das ondas electromagnéticas com os objectos existentes no meio de propagação provocando assim múltiplos caminhos entre o emissor e o receptor. Como tal, a modelação do canal rádio móvel é efectuada através da resposta impulsiva entre a posição do transmissor, \mathbf{r}_{Tx} , e do receptor, \mathbf{r}_{Rx} de todas as N contribuições multipercurso.

A resposta impulsiva de um sistema MIMO é agora efectuada de forma bidireccional, ou seja, para além de conter informação sobre a direcção de chegada, tem também informação sobre a direcção de partida. Considerando um canal invariante no tempo e desprezando a polarização, a resposta impulsiva bidireccional descreve o mesmo em termos de atraso e ângulos de chegada e partida, como mostra a equação seguinte [11]:

$$h(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) = \sum_{n=1}^N h_n(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) \quad (3.7)$$

em que τ representa o atraso máximo das MPCs¹, θ_{Tx} representa o ângulo de partida (AoD) e θ_{Rx} o ângulo de chegada (AoA)².

Para ondas planares a contribuição de uma única MPC vem dada por:

$$h_n(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) = a_n \delta(\tau - \tau_n) \delta(\theta_{Tx} - \theta_{Tx,n}) \delta(\theta_{Rx} - \theta_{Rx,n}) \quad (3.8)$$

onde a_n , τ_n , $\theta_{Tx,n}$ e $\theta_{Rx,n}$ representam, respectivamente, a amplitude complexa, o atraso, o AoD e o AoA da n -ésima MPC.

Considerando agora um canal variante no tempo, todos os parâmetros que constituem a equação (3.8) serão função do tempo, t . Assim, a resposta impulsiva bidireccional representada pela equação (3.7) vem agora dada por:

¹ Tempo que medeia a primeira e a última MPC que chega ao receptor

² AoD e AoA representam os ângulos espaciais que correspondem a um ponto na esfera unitária e substituem o azimuth esférico e os ângulos de elevação

$$h(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, t, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) = \sum_{n=1}^N h_n(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, t, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) \quad (3.9)$$

Se a polarização for também tida em conta, a resposta impulsiva terá a forma de uma matriz de dimensão 2x2 [12] descrevendo a ligação existente entre os dois modos de polarização, vertical (V) e horizontal (H). Os quatro termos desta matriz correspondem às várias combinações entre os dois modos de polarização na transmissão e recepção³.

$$\begin{aligned} & \mathbf{H}_{pol}(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) \\ &= \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} h_n^{VV}(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, t, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) & h_n^{VH}(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, t, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) \\ h_n^{HV}(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, t, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) & h_n^{HH}(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, t, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Em termos de uma única contribuição, a matriz $\mathbf{H}_{pol,n}(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx})$ vem dada pela equação abaixo:

$$\begin{aligned} & \mathbf{H}_{pol,n}(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) \\ &= \begin{bmatrix} a_n^{VV} & a_n^{VH} \\ a_n^{HV} & a_n^{HH} \end{bmatrix} \delta(\tau - \tau_n) \delta(\theta_{Tx} - \theta_{Tx,n}) \delta(\theta_{Tx} - \theta_{Rx,n}) \end{aligned} \quad (3.11)$$

3.1.3. Relação entre a matriz de transmissão e a resposta

bidireccional do canal

Após terem sido apresentadas as duas formas de caracterizar um sistema MIMO, através da matriz de transmissão e da resposta impulsiva bidireccional do canal, é possível também relacionar ambas. Nesse sentido, é necessário que se considere na resposta bidireccional a configuração das antenas. A equação seguinte representa, segundo [10], a relação entre as duas formas de caracterização de um sistema MIMO, desprezando a polarização e assumindo um canal invariante no tempo.

³ O termo $h_n^{VH}(\mathbf{r}_{Tx}, \mathbf{r}_{Rx}, t, \tau, \theta_{Tx}, \theta_{Rx})$ corresponde à resposta impulsiva da n -ésima MPC entre a polarização horizontal de transmissão e a polarização vertical de recepção

$$h_{ij}(\tau) = \int_{\theta_{Rx}} \int_{\theta_{Tx}} \int_{\tau'} h(\mathbf{r}_{Tx}^{(j)}, \mathbf{r}_{Rx}^{(i)}, \tau', \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) \times G_{Tx}^{(j)}(\theta_{Tx}) G_{Rx}^{(i)}(\theta_{Rx}) f(\tau - \tau') d\tau' d\theta_{Tx} d\theta_{Rx} \quad (3.12)$$

Onde $G_{Tx}^{(j)}(\theta_{Tx})$ e $G_{Rx}^{(i)}(\theta_{Rx})$ representam, respectivamente, a configuração da j -ésima antena transmissora e i -ésima antena receptora e $f(\tau)$ representa a resposta impulsiva conjunta das antenas transmissoras e receptoras.

3.2. Análise da capacidade

O desempenho de um sistema de comunicação pode ser visto através da sua eficiência espectral ou, dito de outra forma, através da capacidade máxima que o canal pode suportar. A capacidade máxima traduz assim o limite da taxa de transmissão que pode ser alcançada com uma probabilidade de erro na recepção arbitrariamente baixa. Esta teoria, desenvolvida por Shannon e publicada em [13], traduz-se na seguinte equação:

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad (3.13)$$

em que C é dado em (bps/Hz) e ρ representa a SNR na recepção.

3.2.1. Capacidade de um sistema SISO

Assumindo um canal determinista e não dispersivo cujas antenas apresentam um ganho h , de acordo com a equação (3.13), a capacidade máxima de um sistema SISO vem dada por:

$$C_{SISO} = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{P_N} |h|^2 \right) \quad (3.14)$$

onde P_T representa a potência transmitida e P_N a potência de ruído. A relação entre P_T e P_N representa a SNR na antena receptora, ρ .

3.2.2.Capacidade de um sistema com diversidade

Para sistemas com diversidade, em particular, sistemas que utilizem múltiplas antenas no receptor ou no emissor, a capacidade pode ser facilmente obtida a partir da equação (3.13). Assim, para um sistema com diversidade de recepção, um sistema SIMO, segundo [14], a capacidade é dada por:

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{P_N} \sum_{i=1}^{N_R} |h_i|^2 \right) \quad (3.15)$$

em que N_R representa o número de antenas no receptor e h_i o ganho da i -ésima antena receptora. Como se pode verificar, com a utilização de diversidade, a capacidade aumenta logaritmicamente com o aumento das antenas no receptor pelo facto de, como já foi anteriormente referido na secção 2.5, o aumento do número de antenas conduzir a um aumento do número de cópias do sinal transmitido.

Considerando agora um sistema com diversidade de transmissão, um sistema MISO, a capacidade é dada por [14]:

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N_T P_N} \sum_{j=1}^{N_T} |h_j|^2 \right) \quad (3.16)$$

em que N_T representa o número de antenas no emissor. De notar que nesta situação o emissor não tem informação sobre o canal e a potência transmitida, P_T , é igualmente distribuída por todas as N_T antenas.

Analogamente ao sistema SIMO, no sistema MISO a capacidade cresce logaritmicamente com N_T . No entanto, pode-se facilmente observar que $C_{SIMO} > C_{MISO}$ uma vez que, no sistema MISO, a potência emitida é repartida igualmente por todas as antenas. Esta situação deve-se ao facto da ausência de informação no emissor relativamente ao canal não podendo assim explorar correctamente o domínio espacial. No entanto, quando o emissor contém informação acerca do canal, a capacidade do sistema MISO iguala a capacidade do sistema SIMO [14].

3.2.3. Capacidade de um sistema MIMO

Considerando agora um sistema MIMO, sistema com diversidade de transmissão e recepção, de acordo com o modelo de sinal representado na equação (3.5) e segundo [14, 15] a capacidade é dada por:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{N_T P_N} \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^H \right) \right) \quad (3.17)$$

em que a matriz \mathbf{I}_{N_R} representa a matriz identidade de dimensão $N_R \times N_R$ e \mathbf{H}^H representa a matriz trans-conjugada da matriz de transmissão do canal, \mathbf{H} , com dimensão de $N_R \times N_T$. A matriz $\mathbf{Q} = E[ss^H]$ representa a matriz de covariância do vector s e $E[\cdot]$ a esperança matemática. De notar que para a potência transmitida ser constante, terá de se verificar a seguinte condição $tr(\mathbf{Q}) \leq \rho^4$ [16].

Transmissor sem informação de canal

Admitindo que não existe informação acerca do canal, pode considerar-se que cada antena transmissora radia a mesma potência e os N_T sinais por elas transmitido são descorrelacionados. No entanto, esta condição implica $\mathbf{Q} = \mathbf{I}_{N_T}$ pelo que o sistema adquire uma distribuição de potência uniforme (DPU) e, por conseguinte, a capacidade de um sistema MIMO dada pela equação (3.17), vem agora dada por:

$$C_{MIMO(DPU)} = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{N_T P_N} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right) \quad (3.18)$$

Comparando as equações (3.15) e (3.16) com (3.18), verifica-se que, ao contrário dos sistemas SIMO e MISO e de acordo com [15], nos sistemas MIMO a capacidade aumenta linearmente com $m = \min(N_R, N_T)$ contrastando assim com o aumento logaritmico dos anteriores.

De forma a compreender este resultado, considere-se um canal MIMO constituído por N_R canais SISO em paralelo. Podemos decompor a matriz \mathbf{H} do canal MIMO, de dimensão $N_R \times N_T$, em valores singulares da seguinte forma:

⁴ $tr(\mathbf{A}) = \sum_{i=1}^n a_{ii}$ representa o traço de uma matriz quadrada \mathbf{A} de ordem n

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \quad (3.19)$$

em que \mathbf{U} e \mathbf{V} são matrizes unitárias⁵ e \mathbf{D} é a matriz diagonal que contém os valores singulares de \mathbf{H} . Dado que $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ representa uma matriz hermitica⁶ semi-definida positiva, então existe uma matriz unitária \mathbf{P} tal que:

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{P}\mathbf{\Lambda}\mathbf{P}^H \quad (3.20)$$

onde $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_R}\}$ representa a matriz dos valores próprios de \mathbf{W} que é dada por [16]:

$$\mathbf{W} = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H, & N_R \leq N_T \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H}, & N_R > N_T \end{cases} \quad (3.21)$$

A partir dos resultados obtidos nas equações (3.19) e (3.20), tem-se então que a matriz diagonal \mathbf{D} vem dada por:

$$\mathbf{D} = \text{diag}\left\{\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2}, \dots, \sqrt{\lambda_{N_R}}\right\} \quad (3.22)$$

Substituindo agora a equação (3.20) na equação (3.18) obtém-se a seguinte expressão para a capacidade:

$$C_{MIMO(DPU)} = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{N_T P_N} \mathbf{P}\mathbf{\Lambda}\mathbf{P}^H \right) \right) \quad (3.23)$$

Dado que a matriz \mathbf{P} é uma matriz unitária e que $\det(\mathbf{I}_m + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_n + \mathbf{B}\mathbf{A})$ com \mathbf{A} de dimensão $m \times n$ e \mathbf{B} de dimensão $n \times m$, então a equação (3.23) pode ser simplificada para:

$$C_{MIMO(DPU)} = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{N_T P_N} \mathbf{\Lambda} \right) \right) \quad (3.24)$$

Contudo, a equação acima pode ainda ser rescrita na seguinte forma:

⁵ Uma matriz \mathbf{A} diz-se unitária se $\mathbf{A}\mathbf{A}^H = \mathbf{A}^H\mathbf{A} = \mathbf{I}$

⁶ Uma matriz \mathbf{A} diz-se hermitica se $\mathbf{A} = \mathbf{A}^H$

$$C_{MIMO(DPU)} = \sum_{i=1}^{N_R} \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N_T P_N} \lambda_i \right) \quad (3.25)$$

Analisando agora o resultado obtido na equação (3.25), que traduz a capacidade de um sistema MIMO na ausência de informação do canal no emissor, com o resultado obtido na equação (3.14) referente à capacidade de um sistema SISO, verifica-se que a capacidade num sistema MIMO é o somatório das capacidades dos N_R canais SISO independentes cujo ganho corresponde aos valores próprios da matriz \mathbf{W} e a potência atribuída é igualmente distribuída por todas as antenas transmissoras.

Apesar de um sistema MIMO apresentar uma capacidade superior a um sistema SISO proporcional ao número mínimo de antenas no transmissor e receptor, esse ganho de capacidade está também bastante dependente dos valores próprios não nulos da matriz \mathbf{W} . Se alguns desses valores forem muito baixos ou mesmo nulos, o sistema não apresentará o devido ganho de capacidade pois a potência atribuída aos respectivos canais virtuais SISO não será suficiente para chegar ao receptor inviabilizando assim a transmissão da informação nesses mesmos canais. Nesse sentido, a capacidade será maximizada quando a transmissão se efectuar sobre um canal com desvanecimento do tipo Rayleigh uma vez que, nessa situação, os elementos que constituem a matriz \mathbf{H} serão independentes e identicamente distribuídos (IID).

Transmissor com informação de canal

Admitindo agora que o emissor tem informação acerca do canal, pode-se demonstrar que é possível ele tirar partido desse facto uma vez que conhece a matriz de transmissão do canal, \mathbf{H} . Assim, ao efectuar a sua decomposição em valores singulares, permite-lhe também efectuar uma distribuição não uniforme de potência através da matriz de co-variância \mathbf{Q} .

Considerando então a decomposição em valores singulares da matriz \mathbf{H} representada na equação (3.19), o vector \mathbf{s} poderá ser previamente multiplicado no emissor pela matriz unitária \mathbf{V}^H resultando assim num vector $\tilde{\mathbf{s}}$. Da mesma forma, no

receptor o vector y poderá ser multiplicado pela matriz unitária \mathbf{U}^H resultando no vector \tilde{y} .

De acordo com o modelo de sinal apresentado na equação (3.5) e perante as considerações efectuadas, a mesma equação pode ser rescrita no sentido de exprimir o canal MIMO como sendo constituído por r canais SISO independentes da seguinte forma:

$$\tilde{y} = \mathbf{D}\tilde{s} + \tilde{n} \quad (3.26)$$

onde $\tilde{y} = \mathbf{U}^H y$, $\tilde{s} = \mathbf{V}^H s$ e $\tilde{n} = \mathbf{U}^H n$ todos com dimensão $r \times 1$ e \mathbf{D} com dimensão $r \times r$, em que r representa a característica⁷ da matriz \mathbf{H} .

Ao contrário do que acontecia na abordagem anterior em que o emissor efectuava uma distribuição uniforme de potência por não ter conhecimento da matriz de transmissão do canal, nesta situação em que o emissor já tem informação da matriz \mathbf{H} , pode efectuar uma distribuição não uniforme de potência, i.e., uma distribuição de potência óptima (DPO) maximizando assim a capacidade global do sistema. Esse ajuste de potência é efectuado através da matriz de co-variância do vector s , a matriz \mathbf{Q} , que assim se traduz num factor adicional de ponderação, γ_i , na SNR de cada um dos r canais SISO independentes como mostra a seguinte equação:

$$C_{MIMO(DPO)} = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \gamma_i \frac{P_T}{N_T P_N} \lambda_i \right) \quad (3.27)$$

Analisando a equação acima verifica-se que, quando existe informação relativamente ao canal, a capacidade de um sistema MIMO é dada pelo somatório dos r canais SISO independentes devidamente ponderados ao contrário da abordagem anterior em que o somatório era feito de igual forma sobre N_R canais SISO.

Assumindo então o sistema MIMO constituído por r canais SISO independentes em que cada um deles tem um nível de potência dado por $1/\lambda_i$ e ao qual se pretende que todos eles tenham um nível comum de potência, μ , como mostra a seguinte relação:

⁷ A característica de uma matriz $\mathbf{A}(m \times n)$ representa o número de valores próprios não nulos da mesma matriz. O número máximo de valores próprios não nulos é, no máximo, igual a $\min(m, n)$

$$\frac{1}{\lambda_1} + \gamma_1 = \frac{1}{\lambda_2} + \gamma_2 = \dots = \frac{1}{\lambda_i} + \gamma_i = \dots = \frac{1}{\lambda_r} + \gamma_r = \mu \quad (3.28)$$

Esta operação designa-se por *water-filling* e consiste utilizar os coeficientes de ponderação, γ_i , com o objectivo de atingir um nível de potência que seja idêntico a todos os canais respeitando, no entanto, a seguinte condição:

$$\sum_{i=1}^r \gamma_i = N_T, \quad \gamma_i \geq 0 \quad (3.29)$$

Assim, um canal que apresente uma SNR mais elevada irá ter um coeficiente de ponderação mais elevado, ou seja, receberá maior potência enquanto que um canal que apresente menor desempenho receberá menor potência. Contudo, se se verificar que num dado canal $1/\lambda_i \geq \mu$ então, o mesmo não receberá qualquer potência.

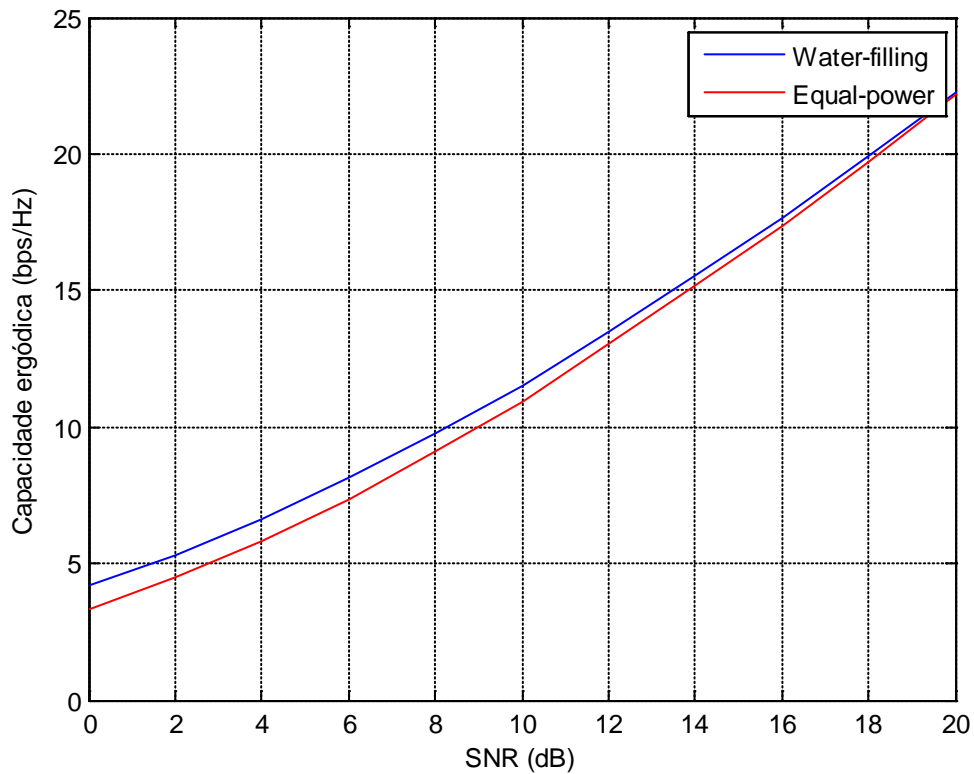


Figura 3.2 - Capacidade ergódica de um sistema MIMO ($N_T=N_R=4$)

Na figura acima encontra-se representado um gráfico que mostra o impacto da ausência de informação do canal na capacidade ergódica (definição apresentada na

secção 3.2.5) de um sistema MIMO com $N_T=N_R=4$. Pela análise do gráfico, facilmente se verifica que para uma elevada SNR a diferença de capacidade não é significativa uma vez que a potência atribuída aos canais será maior o que acabará por compensar o mau desempenho de alguns canais. No entanto, para baixos valores de SNR, a utilização da técnica de *water-filling* conduz a um ganho de capacidade relativamente à técnica de *equal-power*, ou seja, a capacidade obtida através de uma DPO (emissor com informação do canal) é superior à capacidade obtida através de uma DPU (emissor sem informação do canal).

3.2.4.Capacidade em canais selectivos em frequência

A análise da capacidade que anteriormente foi efectuada teve por base canais MIMO de banda estreita, ou seja, canais que apresentam um comportamento não dispersivo na frequência. Em canais selectivos em frequência a mesma análise não é válida pelo que, neste caso, o cálculo da capacidade deverá ser efectuado dividindo a banda de interesse em várias sub-bandas suficientemente estreitas para que cada um desses canais apresente um desvanecimento uniforme. Este método de análise possibilitou a combinação de sistemas MIMO com esquemas de modulação *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM) como mostram alguns estudos efectuados em [17] para o cálculo da capacidade nessas situações.

Considerando então um canal MIMO constituído por M canais de banda estreita, a equação (3.5) toma agora a seguinte forma:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (3.30)$$

onde $\mathbf{S} = [s_1^T \ s_2^T \ \dots \ s_M^T]^T$ com dimensão $N_T M \times 1$, $\mathbf{y} = [y_1^T \ y_2^T \ \dots \ y_M^T]^T$ e $\mathbf{N} = [n_1^T \ n_2^T \ \dots \ n_M^T]^T$ ambos com dimensão $N_R M \times 1$. A matriz \mathbf{H} representa a matriz diagonal de blocos que contém as M matrizes de transmissão de cada sub-canal, \mathbf{H}_i , com $i = 1, 2, \dots, M$.

Deste modo, a capacidade de um canal MIMO selectivo em frequência será aproximadamente a média das capacidades obtidas para cada sub-banda como mostra a equação abaixo:

$$C_{MIMO} \approx \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{N_T P_N} \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \right) \right) \quad (3.31)$$

3.2.5. Capacidade ergódica e capacidade garantida

Na secção 3.2.3 foram apresentadas algumas expressões para a capacidade de canais MIMO tendo em consideração que a sua matriz de transmissão era determinista. No entanto, a matriz de transmissão de um canal MIMO é aleatória e, consequentemente, a capacidade é também uma variável aleatória.

Nesse sentido, são geralmente utilizadas duas definições estatísticas de capacidade designadas por capacidade ergódica e capacidade garantida. A capacidade ergódica, C_{erg} , traduz o valor esperado da capacidade do canal tendo em conta a distribuição dos elementos da matriz de transmissão, \mathbf{H} .

$$C_{erg} = E[C] \quad (3.32)$$

Em que C pode ser dado pela equação (3.25) quando o emissor não dispõe de informação acerca do canal ou pela equação (3.27), caso em que o emissor tem informação acerca do canal. Segundo [18], a capacidade ergódica corresponde à média dos valores máximos da taxa de informação que pode ser transmitida considerando as variações do canal.

A capacidade garantida, C_g , é o valor de capacidade que pode ser obtida com um dado nível de confiança. Geralmente, define-se $C_{g,q\%}$ como sendo o valor da taxa de transmissão que pode ser alcançada em $(100 - q)\%$ das realizações do canal. Esta definição pode ser expressa pela seguinte relação:

$$P\{C \leq C_{g,q\%}\} = q\% \quad (3.33)$$

A equação acima traduz também a função densidade de probabilidade quando se faz variar P entre 0 e 1. No entanto, se P tomar o valor de 0.5, o valor de capacidade obtido corresponde ao valor da capacidade ergódica.

3.3. Técnicas utilizadas em sistemas MIMO

Como já foi anteriormente referido, os sistemas MIMO utilizam diversas técnicas que, em conjunto, lhes permitem apresentar desempenhos superiores relativamente aos sistemas convencionais e aos sistemas *smart antennas*.

Seguidamente, serão aqui apresentadas as diversas técnicas utilizadas nos sistemas MIMO e em que condições são obtidos os respectivos ganhos.

3.3.1. Diversidade espacial

A existência de multipercurso traz consigo o desvanecimento do sinal e, por conseguinte, uma diminuição do desempenho global do sistema. Uma forma de combater a propagação multipercurso é através da técnica de diversidade espacial uma vez que os ganhos alcançados com a utilização da mesma aumentam perante a descorrelação existente entre os sinais das várias antenas (amostras independentes).

Como se sabe, a diversidade pode ser explorada tanto no emissor, como no receptor ou em ambos. No caso da diversidade de recepção, basta que as antenas estejam suficientemente espaçadas para que se obtenha uma descorrelação significativa e, consequentemente, um aumento de ganho de diversidade. No caso da diversidade de transmissão, o ganho é obtido recorrendo a diversos esquemas de codificação da informação. Estes esquemas podem ser aplicados quer o emissor disponha ou não de informação relativamente ao canal.

Um sistema MIMO, que utiliza múltiplas antenas, apresenta simultaneamente diversidade de transmissão e de recepção. Considerando um sistema com N_T antenas transmissoras e N_R antenas receptoras, de acordo com [10], a ordem de diversidade máxima que poderá ser atingida será $N_T \times N_R$. Assim, admitindo que esses $N_T \times N_R$

percursos entre o transmissor e o receptor são estatisticamente independentes, i.e., a correlação entre os vários sinais é nula, o ganho de diversidade alcançado relativamente a um sistema SISO será igual a $N_T \times N_R$.

Ganho de diversidade

A obtenção de ganho de diversidade é efectuada através da codificação do sinal utilizando códigos espaço-temporais (STC) [16]. Este tipo de códigos permite aumentar a fiabilidade do sistema na medida em que é introduzida redundância na informação transmitida através da utilização simultânea de técnicas de diversidade espacial e temporal.

O princípio de funcionamento deste tipo de codificação consiste em gerar um conjunto de símbolos igual ao número de antenas transmissoras através de um codificador espacial-temporal. Seguidamente, os símbolos gerados são simultaneamente transmitidos, um por cada antena transmissora. Na recepção, o sinal é decodificado obtendo-se assim um ganho de diversidade e/ou codificação adicional. Na Figura 3.3 encontra-se representado um diagrama de blocos de um sistema de codificação espacial-temporal.

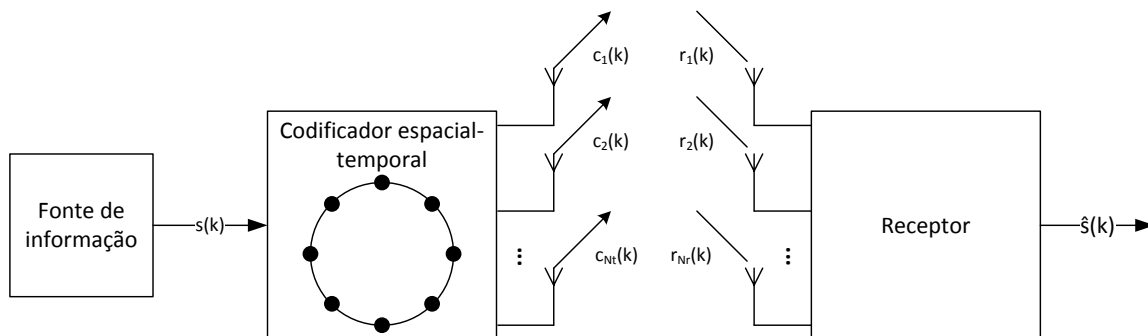


Figura 3.3 - Diagrama de blocos de um sistema de codificação espacial-temporal

As técnicas de codificação espacial-temporal são baseadas em dois tipos de STC designados por códigos de Trellis (STTC) e códigos de blocos (STBC). Para um mesmo número de antenas transmissoras, ambos fornecem ganhos de diversidade idênticos. No entanto, o ganho de codificação que pode ser alcançado com os STBC é muito reduzido ou mesmo nulo comparativamente aos STTC.

Contudo, a característica que mais os distingue é a sua complexidade uma vez que, no caso dos STTC, a mesma aumenta exponencialmente em função da taxa de transmissão [19] uma vez que é utilizado um algoritmo de Viterbi multidimensional na decodificação do sinal. Pelo contrário, nos STBC a decodificação é bastante simples pois é efectuada através de processamento linear devido a um esquema de codificação proposto por Alamouti [20] para transmissão com duas antenas (sistema MISO). Este esquema, inicialmente concebido para uma antena receptora, foi depois generalizado para um número arbitrário de antenas receptoras de forma a fornecer ganhos de diversidade de ordem $2 \times N_R$, em que N_R representa o número de antenas receptoras. Na Figura 3.4 encontra-se ilustrado um caso específico com duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras (sistema MIMO).

Também o número de antenas transmissoras foi mais tarde estendido por Tarokh *et al.* [21] de forma a permitir mais do que duas antenas mantendo, no entanto, a simplicidade de decodificação.

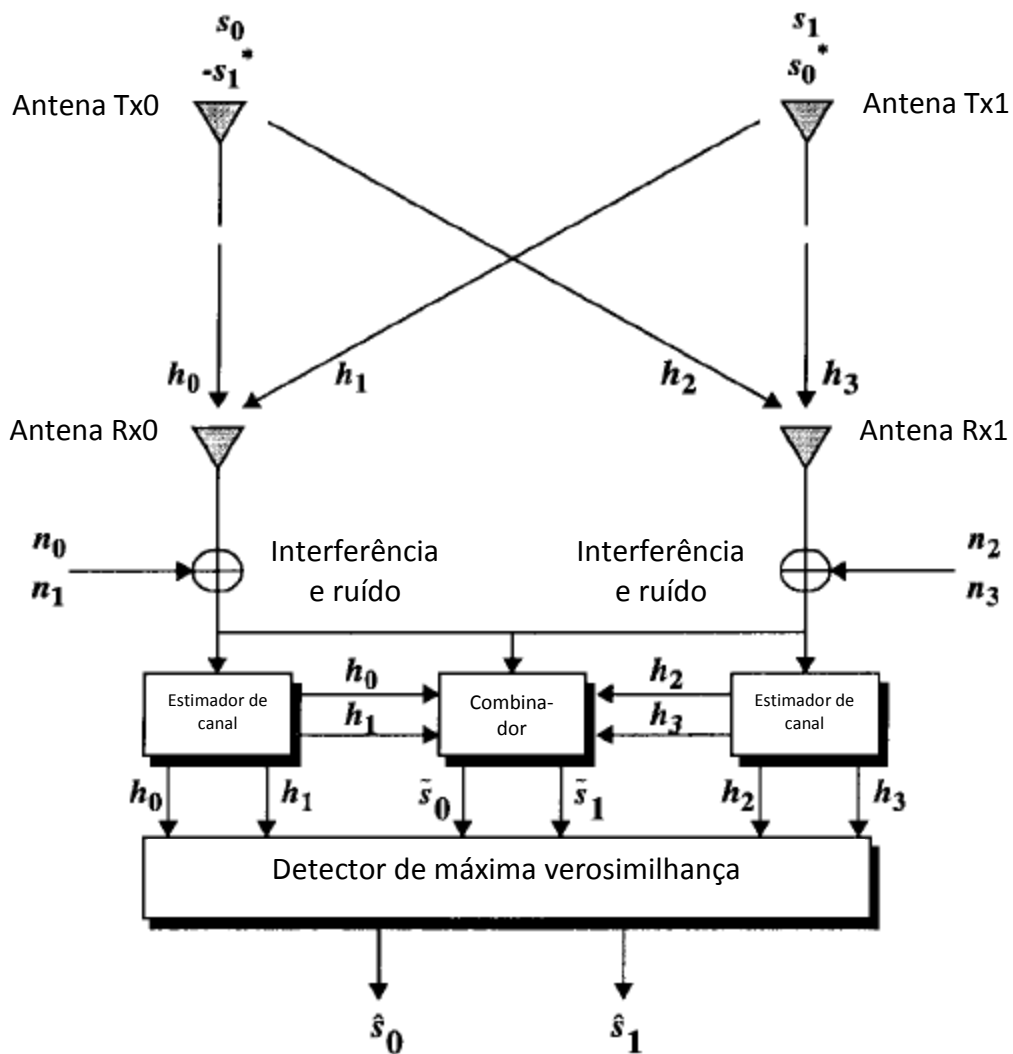


Figura 3.4 - Esquema de codificação de Alamouti (adaptado de [20])

A codificação da informação transmitida é efectuada no espaço e no tempo. Desta forma, são transmitidos simultaneamente dois sinais, um em cada antena, num dado instante temporal correspondente ao período de símbolo. No instante seguinte, são novamente transmitidos mais dois sinais, um por cada antena. Na Tabela 3.1 encontra-se esquematizada a sequência descrita.

Tabela 3.1 - Esquema de codificação de Alamouti para duas antenas transmissoras

	Antena Tx0	Antena Tx1
t	s_0	s_1
$t + T$	$-s_1^*$	s_0^*

Tabela 3.2 - Definição dos canais existentes entre o emissor e o receptor no esquema de Alamouti

	Antena Rx0	Antena Rx1
Antena Tx0	h_0	h_2
Antena Tx1	h_1	h_3

Admitindo que o receptor conhece a matriz do canal entre cada par de antenas (transmissora e receptora), conforme mostra a Tabela 3.2, os sinais recebidos em cada instante de tempo por cada antena serão dados por:

Tabela 3.3 - Sinais recebidos por cada antena no esquema de Alamouti

	Antena Rx0	Antena Rx1
t	r_0	r_2
$t + T$	r_1	r_3

Em que:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned}
 \tag{3.34}$$

onde n representa AWGN.

Assumindo que o canal apresenta um desvanecimento plano durante dois períodos de símbolo consecutivos, o receptor após receber os sinais nos dois instantes de tempo pode assim recuperar a informação transmitida através da combinação e detecção de máxima verosimilhança.

Como se pode verificar, é notória a simplicidade de descodificação deste tipo de código daí que as técnicas STC tenham merecido especial destaque. Contudo, convém realçar o seu aspecto negativo que se prende com o facto da introdução de redundância na informação transmitida e, como consequência, uma diminuição da eficiência espectral do sistema.

3.3.2. Multiplexagem espacial

Uma das principais características dos sistemas MIMO é a sua capacidade em tornar a propagação multipercurso benéfica para o utilizador [16] através da técnica de multiplexagem espacial.

Ao contrário da técnica de diversidade que combate a propagação multipercurso de forma a aumentar a fiabilidade do sistema, a técnica de multiplexagem espacial aproveita a propagação multipercurso de forma a aumentar a taxa de transmissão através da criação de múltiplos canais “virtuais”.

A técnica de multiplexagem espacial, exclusiva dos sistemas MIMO, consiste em dividir a sequência de informação original em vários fluxos independentes e de menor taxa e enviar os mesmos simultaneamente através das N_T antenas transmissoras. O receptor, conhecendo a matriz do canal, pode detectar os diferentes fluxos e combiná-los de forma a obter a sequência original.

O processo de detecção é semelhante à resolução de um sistema linear de equações pelo que existem dois métodos distintos. Um deles designa-se por métodos dos zeros forçados e consiste em inverter a matriz do canal. O outro designa-se por detector de máxima verosimilhança e compara todas as possíveis combinações de símbolos com o símbolo observado sendo por isso bastante mais robusto que o anterior.

Contudo, para que isto seja possível são necessários esquemas de multiplexagem de informação sendo que existem duas arquitecturas bastante conhecidas e que se designam por *Diagonal – Bell Labs Layered Space Time* (D-BLAST) e *Vertical – Bell Labs Layered Space Time* (V-BLAST).

Ganho de capacidade

O ganho de capacidade de um sistema MIMO é obtido recorrendo à utilização de esquemas de multiplexagem espacial. A primeira arquitectura foi proposta por Foschini e designa-se por D-BLAST [22] que mais tarde viria a ser modificada dando origem à arquitectura V-BLAST [23].

A principal diferença entre as duas arquitecturas reside na complexidade de implementação. Na arquitectura D-BLAST, ilustrada na Figura 3.5, o número de antenas transmissoras tem de ser igual ao número de antenas receptoras ($N_T = N_R = n$) e o algoritmo consiste na decomposição da sequência de informação original em n fluxos para que cada antena transmissora envie apenas um fluxo. Após um determinado tempo, τ , é efectuado um deslocamento nos fluxos de maneira a que cada um deles seja transmitido por uma antena diferente. Este processo repetir-se-á até se atingir o instante $n\tau$, garantindo assim que nenhum dos fluxos percorreu o pior caminho até ao receptor durante todo o tempo de transmissão. Dado que os n segmentos são transmitidos na mesma largura de banda e taxa de transmissão, a capacidade do sistema aumenta em n vezes.

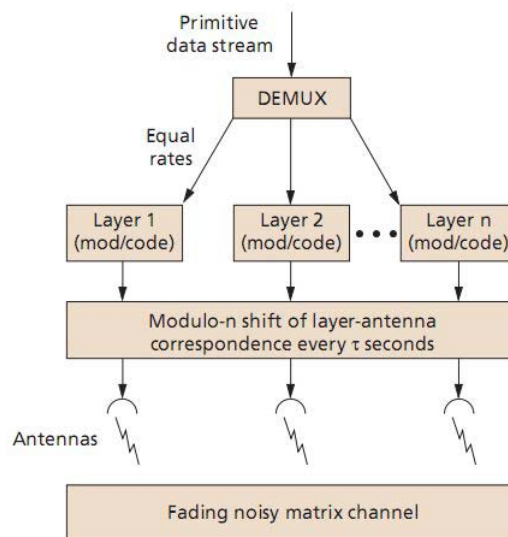


Figura 3.5 - Arquitectura D-BLAST [22]

Na arquitectura V-BLAST, não há deslocamento dos segmentos e o número de antenas transmissoras poderá ser diferente do número de antenas receptoras pelo que a implementação é bastante mais simples. Nesta arquitectura, a sequência de informação

original é decomposta em N_T fluxos de forma a serem enviados, um por cada antena transmissora. Tal como na arquitectura D-BLAST, o ganho de capacidade alcançado será igual a n se $N_T = N_R = n$. Contudo, se o número de antenas transmissoras for diferente do número de antenas receptoras, o ganho de capacidade alcançado será limitado pelo número mínimo de antenas em cada lado, ou seja, será igual a $\min(N_T, N_R)$.

3.3.3. Formação de feixe

Ao contrário das duas técnicas anteriormente apresentadas, a técnica de formação de feixe permite fornecer ganho em canais directivos, i.e., em canais que apresentem uma elevada correlação entre os sinais das várias antenas.

Esta técnica, que pode ser aplicada no emissor, no receptor ou em ambos, consiste em atribuir “pesos” aos vários sinais transmitidos e/ou recebidos nas antenas. Desta forma, o diagrama de radiação do agregado é direccionado no sentido de melhorar a qualidade do sinal transmitido/recebido segundo as direcções de interesse e criar nulos em direcções em que existe elevada interferência.

Assim, o desempenho desta técnica será tanto maior quanto mais directivo for o canal, ou seja, quanto maior for a correlação entre os vários sinais recebidos. Numa situação em que existe uma forte componente de LOS, i.e., apenas uma direcção de partida e uma direcção de chegada, o ganho de formação de feixe alcançado será máximo e igual a $N_T \times N_R$.

3.3.4. Ganho de diversidade vs ganho de capacidade

O ganho fornecido por cada uma das técnicas apresentadas depende fortemente do canal de propagação pelo que a escolha adequada da mesma permite ao sistema adaptar-se ao meio e assim, melhorar o seu desempenho.

Num canal directivo, os sinais das antenas transmissoras/receptoras apresentam uma forte correlação pelo que a técnica de formação de feixe é a que apresenta maior ganho. Pelo contrário, se um canal for dispersivo num dos lados, ou seja, se os sinais das

antenas transmissoras ou receptoras se apresentarem descorrelacionadas entre si, neste caso, a técnica de diversidade de transmissão ou recepção é a que apresenta maior ganho. No entanto, se em ambos os lados (transmissor e receptor) os sinais se apresentarem descorrelacionados, tanto a técnica de diversidade espacial como a de multiplexagem espacial poderão ser aplicadas. A Figura 3.6 ilustra em que situações as diversas técnicas melhor se adaptam tendo em conta as características apresentadas pelo canal.

Quando o canal é dispersivo em ambos os lados, tanto a técnica de multiplexagem espacial como a técnica de diversidade espacial permitem fornecer ganhos. É nesta situação que os sistemas MIMO entram num compromisso entre maximização da capacidade (através da técnica de multiplexagem espacial) e maximização de diversidade (através da técnica de diversidade espacial) quando se pretende obter altas taxas de transmissão com uma elevada fiabilidade.

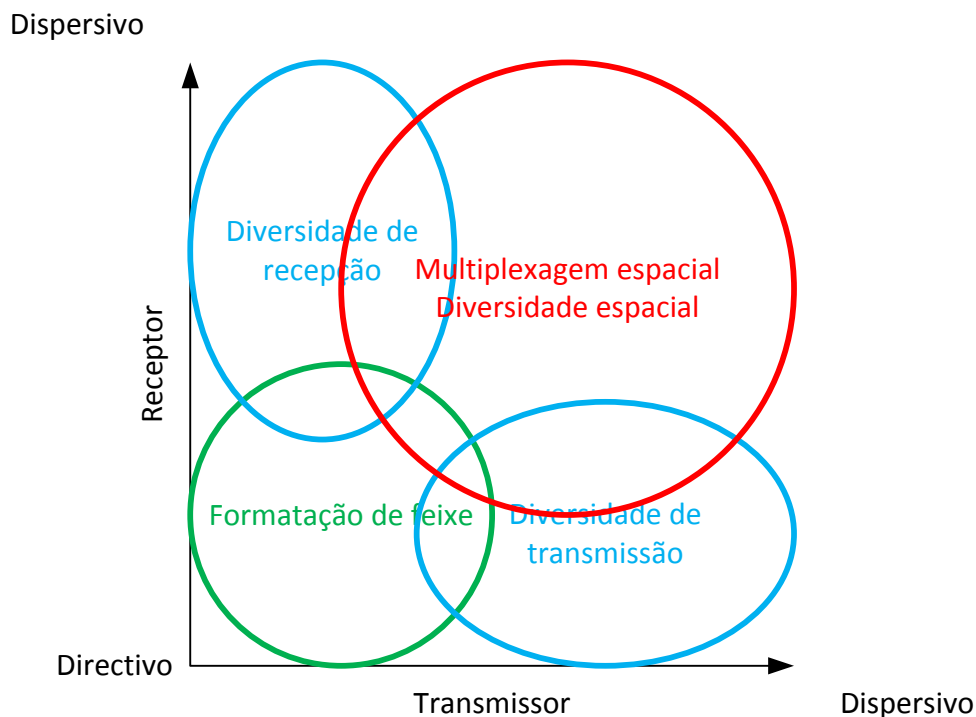


Figura 3.6 - Aplicação das diversas técnicas MIMO em função das características do canal

A maximização da capacidade ou aumento da taxa de transmissão requer que as sequências de dados individuais sejam conjuntamente codificadas de forma a proteger a

informação de erros e ruído introduzidos pelo canal. Contudo, a introdução de codificação leva-nos à diversidade que tenta minimizar a probabilidade de erro através da introdução de redundância na informação ou, dito de outra forma, maximizar a capacidade garantida (minimizar a probabilidade de a capacidade ser inferior a um dado limiar). No entanto, a introdução de redundância poderá ser tal que irá comprometer o aumento da capacidade do canal. Em [24] são apresentadas algumas relações de compromisso entre ganho de capacidade e ganho de diversidade num sistema MIMO.

4. Modelos de canal MIMO

Os sistemas MIMO têm demonstrado um enorme potencial no que diz respeito ao aumento de capacidade que são capazes de fornecer comparativamente aos sistemas SISO. Esse aumento de capacidade, já aqui analisado na secção 3.2 e presente em diversos estudos [14, 15], ocorre não só pelo simples aumento do número de antenas no transmissor e no receptor mas também pelas características de propagação do canal que serão as ideais quando este apresentar um elevado número de MPCs independentes e identicamente distribuídas, ou seja, quando o sinal recebido apresentar um desvanecimento segundo Rayleigh.

As características de propagação são assim um elemento chave na capacidade esperada de um sistema MIMO pelo que se torna imprescindível a utilização de modelos que permitam caracterizar o canal de propagação nas mais diversas situações. Contudo, uma vez que os sistemas MIMO permitem explorar plenamente o domínio espacial devido à técnica de multiplexagem espacial, os modelos existentes para os sistemas SISO são insuficientes para caracterizar o canal MIMO pois este requer dados sobre a natureza duplamente direccional do canal [25].

Neste capítulo irão ser analisados diversos modelos de canal MIMO presentes na literatura. A classificação dos modelos pode ser efectuada de diferentes formas sendo que uma das formas consiste em separar os modelos em função do tipo de canal considerado e, nesse sentido, podem-se definir dois grupos de modelos: os modelos de banda estreita aplicados a canais uniformes em frequência (canais de banda estreita) e os modelos de banda larga aplicados a canais selectivos em frequência (canais de banda larga). Os modelos de banda estreita permitem caracterizar totalmente o canal MIMO através da sua estrutura espacial enquanto que os modelos de banda larga requerem adicionalmente características de propagação multipercurso para a modelação do canal [26].

Uma outra forma de classificar os modelos e que é bastante utilizada consiste na abordagem que é tomada em consideração na modelação, tal como mostra a Figura 4.1. Esta abordagem pode ser efectuada tendo por base a teoria da propagação e permite

caracterizar o canal MIMO através da resposta impulsiva bidireccional e dessa forma descrever diversos parâmetros como a amplitude complexa, o AoA, o AoD e o tempo de chegada de cada MPC. Este tipo de abordagem dá origem aos denominados modelos físicos que são independentes da configuração das antenas e da largura de banda do sistema.

Os modelos analíticos resultam de uma outra abordagem que consiste em caracterizar o canal MIMO de forma estatística através da matriz de transmissão do canal que é formada por um conjunto de respostas impulsivas referentes a todas as possíveis combinações entre cada par de antenas transmissoras e receptoras.

Apesar da simplicidade dos modelos analíticos, estes fornecem uma visão limitada das características de propagação do canal MIMO e além disso, dependem fortemente do equipamento de medição, da largura de banda e da configuração das antenas [25]. Pelo contrário, os modelos físicos conseguem fornecer uma reprodução bastante aproximada do canal à custa, no entanto, de uma complexidade e poder computacional mais elevado.

A relação entre estes dois tipos de modelos também pode ser vista como a relação entre a resposta impulsiva bidireccional e a matriz de transmissão do canal, já referida na secção 3.1.3. Dessa forma, facilmente se conclui que é possível chegar a um modelo analítico através de um modelo físico, ou seja, obter a matriz de transmissão do canal através da resposta impulsiva bidireccional, se existir informação relativamente à configuração das antenas e à largura de banda do sistema. No entanto, o contrário não se verifica, ou seja, não é possível chegar a um modelo físico partindo de um modelo analítico.

Os modelos “standard” resultam de um acordo entre diferentes organizações com o objectivo de comparar diferentes sistemas MIMO em condições de canal idênticas [10].

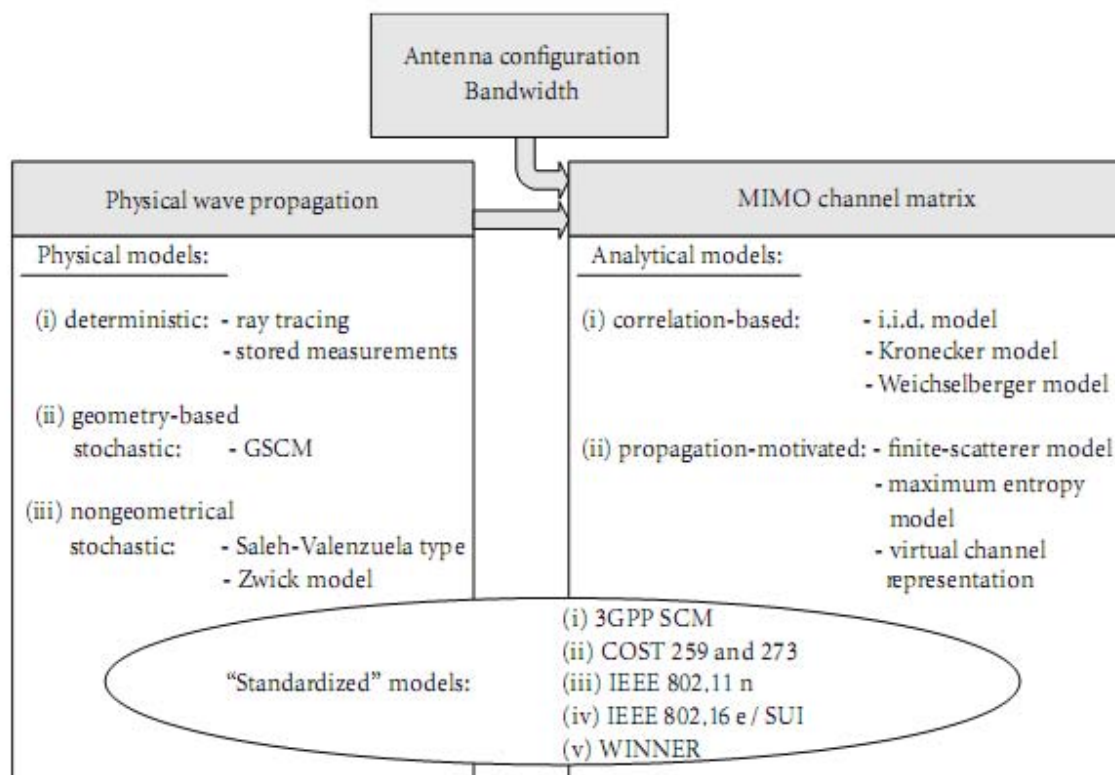


Figura 4.1 - Classificação dos modelos de canal MIMO [10, 26]

4.1. Modelos físicos

4.1.1. Traçado de raios

A técnica de traçado de raios consiste em caracterizar o canal MIMO com base na óptica geométrica e na teoria da propagação. Com esta técnica é possível estimar de uma forma determinística, não só a potência média do sinal mas também o AoD e o AoA de cada MPC através de uma descrição geométrica detalhada do ambiente de propagação.

Os algoritmos utilizados para implementar a técnica de traçado de raios permitem determinar todos os caminhos possíveis entre o transmissor e o receptor através de regras e considerações geométricas. A complexidade ou eficácia deste algoritmo depende do número máximo de sucessivas reflexões/difracções, ou ordem de predição, que o mesmo pode admitir.

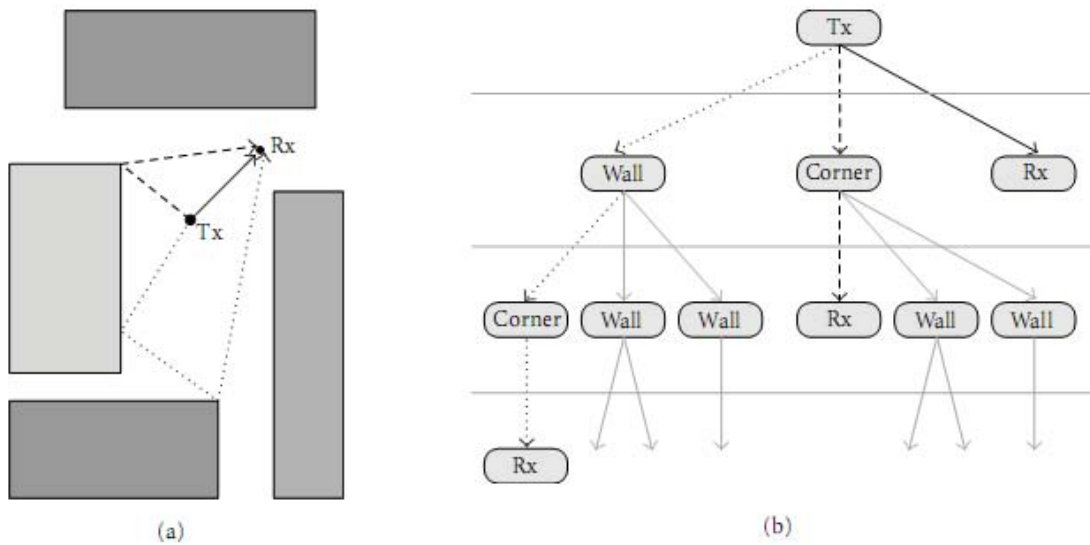


Figura 4.2 - Algoritmo de traçado de raios: (a) Cenário de propagação; (b) “Visibility Tree” correspondente [26]

Na figura acima encontra-se representado um dado cenário de propagação e o correspondente esquema utilizado para a implementação da técnica de traçado de raios. Neste caso apenas são consideradas duas sucessivas reflexões/difracções pelo que, dessa forma, são identificados três caminhos entre o transmissor e receptor, incluindo o caminho com LOS.

Depois de construído o esquema, inicia-se um processo que tem como objectivo determinar o vector campo eléctrico associado a cada raio (correspondente a cada caminho entre o transmissor e o receptor) uma vez que o mesmo contém o efeito de várias contribuições tais como: o campo eléctrico do transmissor, as perdas de percurso, reflexões, difracções, entre outros. O vector campo eléctrico no receptor, \mathbf{E}^{Rx} , é assim o resultado do somatório dos N_R raios existentes, como mostra a seguinte equação [26]:

$$\mathbf{E}^{Rx} = \sum_{i=0}^{N_R} \mathbf{E}_i^{Rx} = \sum_{i=0}^{N_R} \Gamma_i \mathbf{B}_i \mathbf{E}_i^{Tx} \quad (4.1)$$

onde Γ_i corresponde ao factor de divergência do i -ésimo raio (que depende do comprimento de todos os sub-caminhos desse raio e do tipo de interacção sofrida com os objectos), $\mathbf{B}_i = \mathbf{A}_{i,N_i} \mathbf{A}_{i,N_i-1} \dots \mathbf{A}_{i,1}$ em que $\mathbf{A}_{i,j}$ é uma matriz que contém os coeficientes correspondentes à atenuação, reflexão e difracção do j -ésimo sub-caminho do i -ésimo

raio e E_i^{Tx} corresponde ao vector campo eléctrico à distância de referência de 1m da posição do transmissor na direcção do i -ésimo raio.

4.1.2. Modelo geométrico estocástico de espalhadores (GSCM)

Nos modelos geométricos as posições dos espalhadores⁸ são tomadas em consideração para a caracterização do canal. No entanto, ao contrário do modelo de traçado de raios em que as posições dos espalhadores eram previamente determinadas, neste modelo as posições dos espalhadores são determinadas de forma estocástica de acordo com uma dada probabilidade apresentando assim uma série de vantagens, segundo [27].

Desta forma, o modelo em questão considera que os espalhadores se encontram dispostos aleatoriamente em redor da estação móvel, como mostra a figura abaixo, e que os mesmos podem seguir várias distribuições sendo a distribuição Gaussiana unilateral a que apresenta resultados bastante próximos dos medidos, segundo [28]. No entanto, em ambientes micro e pico celulares os espalhadores podem também encontrar-se dispostos em torno da estação base.

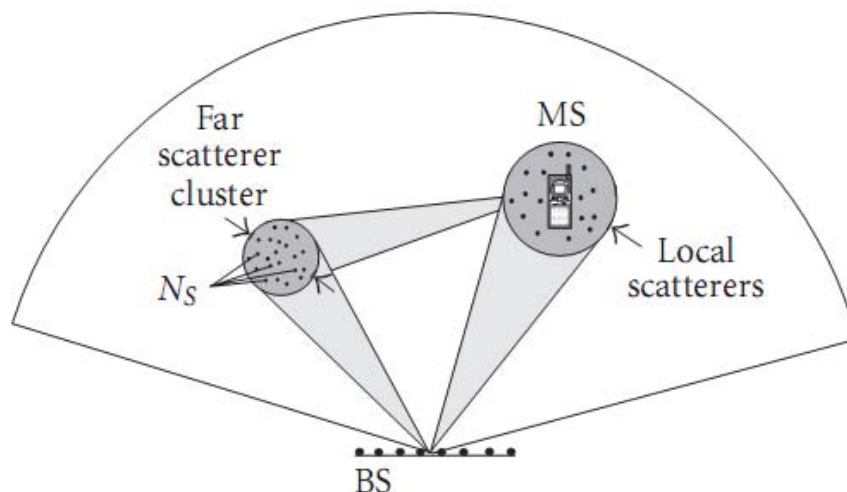


Figura 4.3 - Localização dos espalhadores no modelo GSCM [27]

⁸ Termo utilizado para designar qualquer objecto físico que possa causar alguma interacção no sinal como por exemplo: uma reflexão, difracção, atenuação, etc.

Uma outra particularidade deste modelo é o facto de o mesmo assumir a ocorrência de um único espalhamento (*single-bounce scattering*) e, dessa forma, para além da componente de LOS, existir apenas dois sub-caminhos entre o transmissor e o receptor suficientes para caracterizar o canal em termos de atraso, AoD e AoA de cada MPC. Contudo, na maioria dos ambientes micro e pico celulares não ocorre apenas um único espalhamento mas múltiplos espalhamentos (*multiple-bounce scattering*) pelo que será exigido um maior poder computacional o que representa uma grande desvantagem deste modelo.

4.1.3. Modelo de Saleh-Valenzuela

Uma outra categoria dos modelos físicos é definida para os quais os parâmetros geométricos (as posições dos espalhadores) não são considerados na caracterização do canal, contrariamente ao que acontecia nos dois modelos anteriormente referidos. Além disso, os parâmetros físicos como a amplitude complexa, AoD, AoA e atraso são considerados de forma estatística assumindo distribuições adequadas para cada um deles. Nesta categoria de modelos físicos estocásticos não geométricos existem dois modelos bastante populares sendo, um deles, denominado de modelo de Saleh-Valenzuela e em que o seu princípio assenta no facto de considerar que as MPCs chegam ao receptor em grupos (clusters).

O modelo de Saleh-Valenzuela [29] apenas caracteriza a amplitude complexa e o atraso de cada MPC (raio). Dessa forma, pressupõe que a amplitude de um dado raio, β_{kl} , é uma variável aleatória que segue uma distribuição de Rayleigh cujo valor rms é dado pela seguinte equação:

$$\overline{\beta_{kl}^2} = \overline{\beta^2(T_l, \tau_{kl})} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{-\frac{T_l}{T}} e^{-\frac{\tau_{kl}}{\gamma}} \quad (4.2)$$

onde $\overline{\beta^2(0,0)} = \overline{\beta_{00}^2}$ corresponde à amplitude média do primeiro raio que chega ao receptor e que depende, entre outros, da separação entre o transmissor e o receptor.

Os instantes de chegada dos clusters, T_l , e dos raios, τ_{kl} , são modelados por um processo de Poisson com diferentes taxas de chegada, como mostra a equação (4.3) e

(4.4). As taxas de chegada representam o tempo entre dois clusters/raios consecutivos e são independentes uma da outra. No caso dos clusters, a taxa de chegada é dada por Λ e, no caso dos raios, é dada por λ .

$$p(T_l|T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})}, \quad T_{l-1} < T_l < \infty \quad (4.3)$$

$$p(\tau_{kl}|\tau_{(k-1)l}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{kl} - \tau_{(k-1)l})}, \quad \tau_{(k-1)l} < \tau_{kl} < \infty \quad (4.4)$$

Os instantes de chegada do primeiro cluster, T_0 , e do primeiro raio de cada cluster, τ_{0l} , tomam valor nulo pelo que os restantes instantes de chegada são sempre relativos ao primeiro.

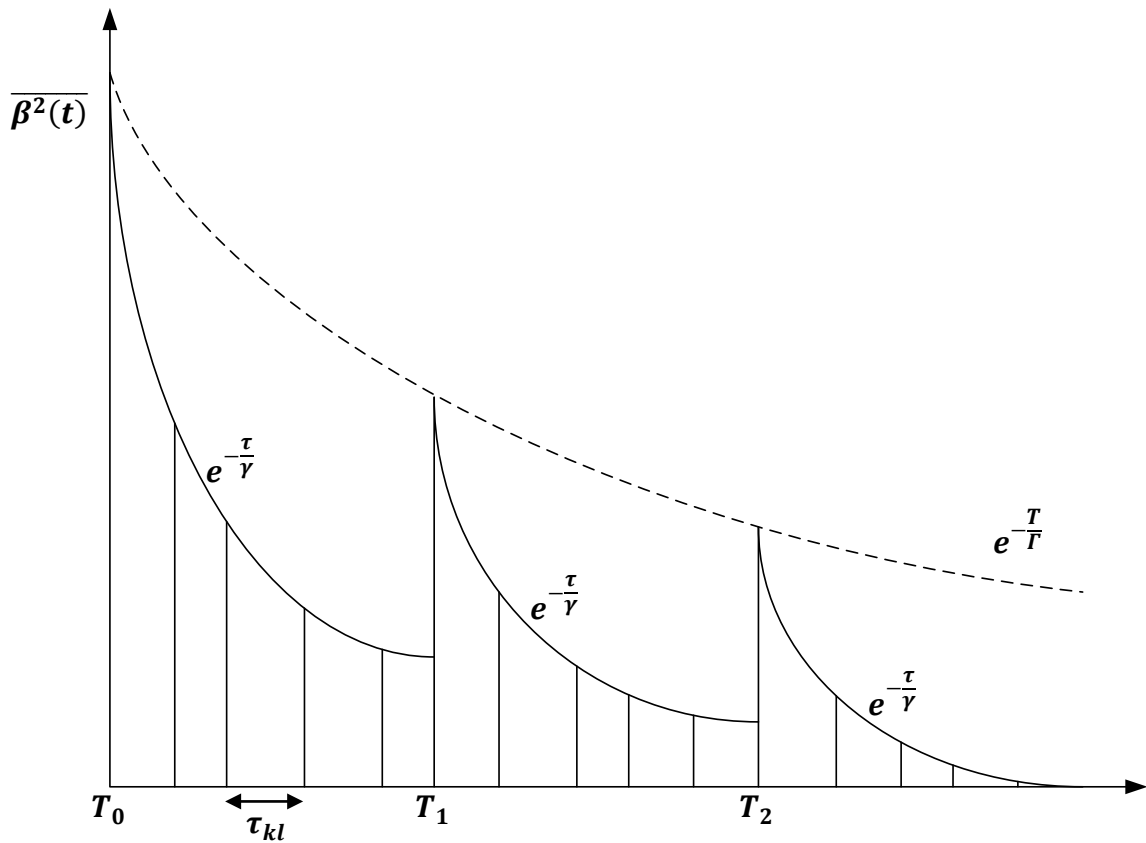


Figura 4.4 - Esquema representativo do decaimento dos clusters e dos raios

Na figura acima vem esquematizado o decaimento da amplitude ao longo do tempo que resulta da dupla exponencial, representada na equação (4.2), controlada por duas constantes de tempo, uma referente ao decaimento dos clusters, Γ , e outra referente ao decaimento dos raios, γ .

Das considerações efectuadas resulta que a resposta impulsiva do canal, para L clusters com K raios cada, seja dada por:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_{kl} e^{j\phi_{kl}} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \quad (4.5)$$

onde β_{kl} representa a amplitude de cada raio e o termo $e^{j\phi_{kl}}$ representa a parte complexa do mesmo em que a respectiva fase, ϕ_{kl} , se assume ser uma variável aleatória uniformemente distribuída entre $[0, 2\pi]$.

O modelo descrito anteriormente foi depois estendido em [30] para o domínio espacial de forma a incluir o ângulo de chegada (AoA) de cada componente multipercurso. Esta extensão ao modelo de Saleh-Valenzuela veio acrescentar o conceito de cluster ao AoA, como mostra a Figura 4.5.

Desta forma, o AoA é caracterizado por dois parâmetros que seguem distribuições distintas. Um deles é o ângulo do cluster, θ_l , que segue uma distribuição uniforme entre $[0, 2\pi]$ e que representa o ângulo médio de recepção, i.e., a média dos ângulos correspondentes a todos os raios que pertencem a um dado cluster. O outro parâmetro é o ângulo do raio, ω_{kl} , que segue uma distribuição de Laplace bilateral em torno do ângulo médio de recepção, ou seja, em torno do ângulo do cluster. Esta distribuição de Laplace é definida pela seguinte função densidade de probabilidade, onde σ representa o desvio padrão da mesma:

$$f(\omega_{kl} | \theta_l, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} e^{\left(-\frac{2|\omega_{kl} - \theta_l|}{\sqrt{2}\sigma}\right)} \quad (4.6)$$

Tal como sucedia com o atraso em que as distribuições dos instantes de chegada dos clusters eram independentes dos instantes de chegada dos raios, também com os ângulos se verifica o mesmo, ou seja, as distribuições dos ângulos dos clusters são independentes dos ângulos dos raios.

A resposta impulsiva tendo em conta o efeito da introdução do AoA vem agora dada por:

$$h(t, \theta) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_{kl} e^{j\phi_{kl}} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \delta(\theta - \theta_l - \omega_{kl}) \quad (4.7)$$

Em [31] encontra-se o modelo estendido de Saleh-Valenzuela aplicado a sistemas MIMO de banda estreita e em que é incluído o ângulo de partida (AoD) na caracterização do canal. O conceito de cluster utilizado para o AoA aplica-se também ao AoD, como mostra a Figura 4.5, pelo que se assume que este segue a mesma distribuição do AoA.

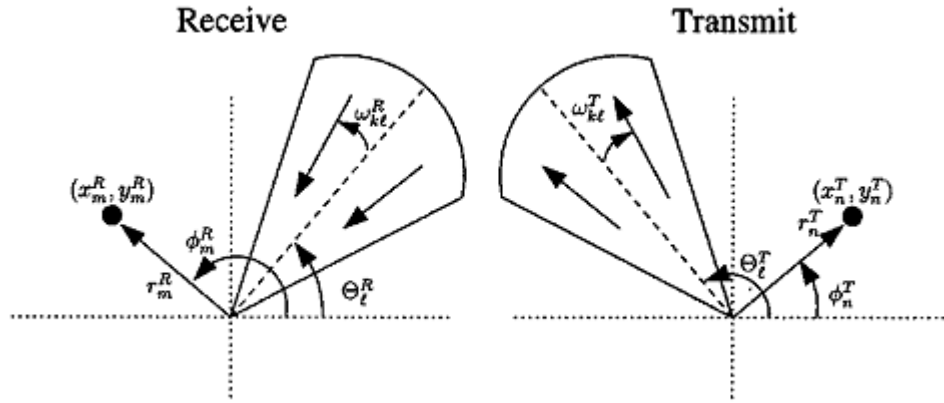


Figura 4.5 - Parâmetros de recepção e de transmissão dos clusters [31]

Assim, com a introdução do AoD, a resposta impulsiva invariante no tempo vem dada pela equação abaixo:

$$h(\theta_{Rx}, \theta_{Tx}) = \frac{1}{\sqrt{LK}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_{kl} \delta(\theta_{Rx} - \theta_l^{Rx} - \omega_{kl}^{Rx}) \delta(\theta_{Tx} - \theta_l^{Tx} - \omega_{kl}^{Tx}) \quad (4.8)$$

em que β_{kl} segue agora uma distribuição Gaussiana complexa de média nula e variância igual a $|\beta_l|^2$ uma vez que, para simplificar o modelo, se assume que a amplitude média dos raios num dado cluster é constante. Por sua vez, a amplitude do cluster, β_l , corresponde a uma variável aleatória que segue uma distribuição de Rayleigh em que a variância da mesma resulta da equação seguinte:

$$E\{|\beta_l|^2\} = e\left(-\frac{T_l}{T}\right) \quad (4.9)$$

A partir da resposta impulsiva obtida na equação (4.8) é possível obter a matriz de transmissão do canal, \mathbf{H} , formada pelos $N_T \times N_R$ elementos correspondentes a cada possível combinação entre cada par de antenas, da seguinte forma:

$$h_{ij} = \int_{2\pi} \int_{2\pi} W_i^{Rx}(\theta_{Rx}) h(\theta_{Rx}, \theta_{Tx}) W_j^{Tx}(\theta_{Tx}) d\theta_{Tx} d\theta_{Rx} \quad (4.10)$$

onde $W_i^{Rx}(\theta_{Tx})$ e $W_j^{Tx}(\theta_{Rx})$ representam o vector de *steering* do agregado do receptor e do transmissor, respectivamente. Este vector de *steering* é dado por:

$$W_q^p(\theta) = g_q^p(\theta) e^{[j\psi_q^p(\theta)]} \quad (4.11)$$

em que $g_q^p(\theta)$ corresponde ao ganho da antena no plano azimutal e $\psi_q^p(\theta) = 2\pi(x_q^p \cos \theta + y_q^p \sin \theta)$ com $p \in \{Tx, Rx\}$ e $q \in \{i, j\}$.

4.1.4. Modelo de Zwick

Um outro modelo pertencente à categoria dos modelos físicos estocásticos não geométricos designa-se de modelo de Zwick [32]. Este modelo é semelhante ao anterior com a particularidade de não assumir que os raios (MPCs) chegam em clusters e que os mesmos não estão sujeitos a desvanecimento, quando a taxa de amostragem é suficientemente elevada. Outra particularidade deste modelo diz respeito à fase de cada MPC ser caracterizada através de considerações geométricas, ao contrário do que acontecia no modelo de Saleh-Valenzuela.

Neste modelo assume-se que as MPCs estão sujeitas a um processo de nascimento e morte. Dessa forma, as MPCs são geradas independentemente através de um processo de Poisson e, definidas as suas propriedades, estas são mantidas até ao desaparecimento das MPCs.

A resposta em frequência variante no tempo deste modelo para um total de $N(t)$ MPCs é dada pela seguinte equação:

$$\mathcal{H}(t, f, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) = \sum_{n=0}^{N(t)} \mathbf{r}_n(t) e^{-j2\pi f \tau_n(t)} \delta_0(\theta_{Tx} - \theta_{Tx,n}(t)) \delta_0(\theta_{Rx} - \theta_{Rx,n}(t)) \quad (4.12)$$

onde cada MPC é caracterizada pelo seu atraso $\tau(t)$, AoD (θ_{Rx}), AoA (θ_{Tx}) e pela matriz $\mathbf{r}(t)$ que inclui a despolarização e as perdas de percurso sofridas.

Para sistemas MIMO, assume-se que a equação anterior caracteriza o canal entre as posições centrais de cada um dos arranjos de antenas e a partir daí caracteriza-se os restantes canais entre cada par de elementos considerando apenas a sua posição relativamente à posição central. Assim, a nova resposta em frequência variante no tempo correspondente a uma possível combinação entre dois quaisquer elementos de cada um dos arranjos vem dada por:

$$\mathcal{H}(t, f, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}, \Delta \vec{x}_{Tx}, \Delta \vec{x}_{Rx}) = \mathcal{H}(t, f, \theta_{Tx}, \theta_{Rx}) e^{j\left(\frac{2\pi f}{c_0}\right) [\hat{d}(\theta_{Tx}) \Delta \vec{x}_{Tx} + \hat{d}(\theta_{Rx}) \Delta \vec{x}_{Rx}]} \quad (4.13)$$

onde $\Delta \vec{x}_{Tx}$ e $\Delta \vec{x}_{Rx}$ são, respectivamente, a posição relativa dos elementos do arranjo de antenas transmissoras e receptoras. Os termos $\hat{d}(\theta_{Tx})$ e $\hat{d}(\theta_{Rx})$ são vectores unitários correspondentes à direcção, θ , da MPC.

O modelo de Zwick apresenta ainda um aspecto positivo uma vez que a caracterização de canais que apresentem LOS e obstrução de LOS pode ser efectuada de forma muito simples bastando apenas modelar a componente LOS separadamente das outras MPCs.

4.2. Modelos analíticos

Os modelos analíticos para caracterização de canais MIMO de banda estreita em ambientes NLOS assumem que os elementos da matriz de transmissão \mathbf{H} correspondem a variáveis aleatórias que seguem uma distribuição Gaussiana complexa de média nula [26]. Dessa forma, é comum os modelos analíticos caracterizarem o canal MIMO através da matriz de correlação complexa dada por $\mathbf{R}_H = E\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$, onde $\mathbf{h} = \text{vec}(\mathbf{H})$ ⁹.

⁹ Dada uma matriz $\mathbf{A} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n]$ de dimensão $m \times n$, a operação $\text{vec}\{\cdot\}$ retorna um vector coluna de dimensão $mn \times 1$ tal que $\text{vec}(\mathbf{A}) = [a_1^T \ a_2^T \ \dots \ a_n^T]^T$.

4.2.1. Modelo IID

Uma das duas subcategorias dos modelos analíticos consiste em caracterizar estatisticamente a matriz do canal MIMO através da correlação existente entre as entradas da mesma matriz. A esta subcategoria pertencem, entre outros, o modelo IID uma vez que o mesmo assume que todas as entradas da matriz de transmissão se encontram descorrelacionadas, i.e., são estatisticamente independentes umas das outras com igual variância, σ^2 . Desta forma, o modelo IID caracteriza o canal MIMO através da matriz de correlação complexa dada por:

$$\mathbf{R}_H = \sigma^2 \mathbf{I} \quad (4.14)$$

Da equação (4.14) facilmente se verifica a simplicidade deste modelo uma vez que só depende do parâmetro σ^2 que representa a potência do canal. Contudo, apenas apresenta bons resultados se o cenário de propagação for caracterizado por um elevado número de MPCs independentes e uniformemente distribuídas em todas as direcções. Por esse motivo o modelo IID é muitas vezes utilizado para determinar a capacidade teórica dos sistemas MIMO como, aliás, foi efectuado na secção 3.2.

4.2.2. Modelo de Kronecker

O modelo de Kronecker, inicialmente utilizado para análise teórica da capacidade, fez parte de dois projectos europeus designados de IST METRA e IST SATURN e representa um dos modelos analíticos mais populares devido à sua simplicidade [25, 26].

Este modelo propõe a obtenção da matriz de correlação complexa, \mathbf{R}_H , através do produto de Kronecker entre as matrizes de correlação no transmissor e no receptor uma vez que considera independentes as estatísticas de desvanecimento em ambos os lados. Estas matrizes descrevem as propriedades de correlação existentes entre os elementos que constituem o arranjo de antenas no transmissor e no receptor assumindo, no entanto, que todas antenas têm a mesma polarização e o mesmo diagrama de radiação [33].

Modelo de Kronecker de banda estreita

Para canais MIMO de banda estreita, a matriz de correlação complexa vem dada pela seguinte equação:

$$\mathbf{R}_H = \mathbf{R}_{Tx} \otimes \mathbf{R}_{Rx} \quad (4.15)$$

onde \mathbf{R}_{Tx} e \mathbf{R}_{Rx} representam, respectivamente, as matrizes de correlação no transmissor e no receptor que são independentes uma da outra e dadas por:

$$\mathbf{R}_{Tx} = E\{(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^T\} \quad (4.16)$$

$$\mathbf{R}_{Rx} = E\{\mathbf{H} \mathbf{H}^H\} \quad (4.17)$$

em que \mathbf{H} representa a matriz de transmissão do canal.

Assumindo que os coeficientes complexos da matriz \mathbf{H} são variáveis aleatórias que seguem uma distribuição Gaussiana complexa de média nula, os momentos de primeira e segunda ordem são suficientes para caracterizar o canal de propagação. Assim, segundo [25], vem que:

$$\mathbf{H} = (\mathbf{R}_{Rx})^{1/2} \mathbf{G} [(\mathbf{R}_{Tx})^{1/2}]^T \quad (4.18)$$

em que \mathbf{G} representa uma matriz Gaussiana complexa de média nula e variância unitária cujos elementos são IID e $(\cdot)^{1/2}$ é a raiz quadrada de uma matriz tal que $\mathbf{R}^{1/2} (\mathbf{R}^{1/2})^H = \mathbf{R}$.

Modelo de Kronecker de banda larga

Uma extensão ao modelo de Kronecker foi proposta em [34] resultando numa versão do modelo aplicada a canais MIMO de banda larga. Neste tipo de canais, as MPCs que chegam ao receptor em instantes diferentes são consideradas de forma independente resultando numa matriz \mathbf{R}_H para cada MPC como mostra a equação abaixo.

$$\mathbf{R}_H^l = \mathbf{R}_{Tx}^l \otimes \mathbf{R}_{Rx}^l \quad (4.19)$$

Onde \mathbf{R}_H^l corresponde à matriz de correlação complexa da l -ésima MPC. As matrizes \mathbf{R}_{Tx}^l e \mathbf{R}_{Rx}^l correspondem, respectivamente, às matrizes de correlação do transmissor e do receptor da l -ésima MPC que são agora dadas por:

$$\mathbf{R}_{Tx}^l = E \left\{ (\mathbf{H}^H(l) \mathbf{H}(l))^T \right\} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{R}_{Rx}^l = E \{ \mathbf{H}(l) \mathbf{H}^H(l) \} \quad (4.21)$$

Considerando que as MPCs são independentes e seguem uma distribuição Gaussiana complexa de média nula, a matriz de transmissão do canal correspondente à l -ésima MPC toma agora a seguinte forma:

$$\mathbf{H}_l = (\mathbf{R}_{Rx}^l)^{1/2} \mathbf{G}_l \left[(\mathbf{R}_{Tx}^l)^{1/2} \right]^T \quad (4.22)$$

Na presença de cenários com elevado espalhamento multipercurso, os elementos que constituem a matriz de transmissão do canal encontram-se totalmente descorrelacionados pelo que $\mathbf{R}_{Tx} = \mathbf{R}_{Rx} = \mathbf{I}$. Nesta situação, a matriz do canal dada pelo modelo de Kronecker iguala a matriz do canal dada pelo modelo IID, ou seja, $\mathbf{H}_{Kron} = \mathbf{H}_{IID} = \mathbf{G}$.

4.2.3. Modelo de Weichselberger

O modelo de Weichselberger [35] surge com o objectivo de colmatar a simplificação efectuada no modelo de Kronecker que considera independentes as propriedades de correlação do transmissor e do receptor. Dessa forma, o modelo de Weichselberger permite obter a matriz de transmissão do canal a partir dos valores próprios das matrizes de correlação do transmissor e do receptor e da introdução de uma matriz de acoplamento. Os valores próprios das matrizes \mathbf{R}_{Tx} e \mathbf{R}_{Rx} são obtidos pela decomposição em valores singulares como mostram as seguintes equações:

$$\mathbf{R}_{Tx} = \mathbf{U}_{Tx} \mathbf{\Lambda}_{Tx} \mathbf{U}_{Tx}^H \quad (4.23)$$

$$\mathbf{R}_{Rx} = \mathbf{U}_{Rx} \mathbf{\Lambda}_{Rx} \mathbf{U}_{Rx}^H \quad (4.24)$$

onde \mathbf{U}_{Tx} e \mathbf{U}_{Rx} são matrizes unitárias que contém os vectores próprios de \mathbf{R}_{Tx} e \mathbf{R}_{Rx} , respectivamente. As matrizes $\mathbf{\Lambda}_{Tx}$ e $\mathbf{\Lambda}_{Rx}$ são matrizes diagonais que contém os valores próprios de \mathbf{R}_{Tx} e \mathbf{R}_{Rx} , respectivamente. A partir da decomposição em valores singulares, obtém-se então a matriz de transmissão do canal dada por:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_{Rx}(\tilde{\mathbf{\Omega}} \odot \mathbf{G})\mathbf{U}_{Tx}^T \quad (4.25)$$

em que $\tilde{\mathbf{\Omega}}$ representa a matriz de acoplamento cujos elementos determinam a potência média de acoplamento entre o transmissor e o receptor e \mathbf{G} representa a matriz Gaussiana complexa de média nula e variância unitária cujos elementos são IID. A operação \odot representa o produto de Schur-Hadamard¹⁰.

Admitindo que a matriz $\tilde{\mathbf{\Omega}}$ é formada apenas pelos vectores que contém os valores próprios das matrizes \mathbf{R}_{Tx} e \mathbf{R}_{Rx} , ou seja, admitindo que $\tilde{\mathbf{\Omega}} = \lambda_{Rx} \lambda_{Tx}^T$, facilmente se verifica que a equação (4.25) iguala a equação (4.18), i.e., a matriz do canal dada pelo modelo de Weichselberger iguala a matriz do canal dada pelo modelo de Kronecker.

Comparando o modelo de Weichselberger com o de Kronecker verifica-se que, apesar de ambos os modelos serem bastante semelhantes, algumas diferenças os separam. O modelo de Weichselberger apresenta melhores resultados em termos de previsão da capacidade do canal MIMO uma vez que não considera independentes as propriedades de correlação. No entanto, o mesmo também tem a desvantagem de apresentar uma complexidade superior dado que, para modelar um sistema MIMO com N_T antenas transmissoras e N_R antenas receptoras, necessita de $N_R(N_R - 1) + N_T(N_T - 1) + N_R N_T$ parâmetros para a caracterização do canal, ao contrário do modelo de Kronecker que apenas exige $N_R^2 + N_T^2$ parâmetros.

4.2.4. Modelo de dispersão finita

Os modelos analíticos até aqui analisados caracterizavam estatisticamente a matriz do canal MIMO através da correlação existente entre os elementos que a constituíam. No entanto, uma outra subcategoria de modelos baseia-se na modelação da

¹⁰ O produto de Shur-Hadamard representa o produto de duas matrizes elemento a elemento.

matriz através de parâmetros de propagação. Um dos modelos pertencentes a esta subcategoria designa-se de modelo de dispersão finita [36] e em que o seu princípio assenta no facto da propagação do sinal entre o transmissor e o receptor se efectuar através de um número finito de percursos. Assim, a matriz do canal vai ser constituída pela caracterização de cada MPC (referente a cada percurso entre o transmissor e o receptor) em termos de amplitude complexa, AoD, AoA e respectivo atraso.

Considerando um canal de banda estreita, i.e., ignorando o atraso de cada MPC, a matriz do canal MIMO vem dada pela seguinte equação:

$$\mathbf{H} = \sum_{n=1}^N \boldsymbol{\psi}_{Rx}(\theta_{Rx,n}) \xi_n \boldsymbol{\psi}_{Tx}^T(\theta_{Tx,n}) = \boldsymbol{\Psi}_{Rx} \boldsymbol{\Xi} \boldsymbol{\Psi}_{Tx}^T \quad (4.26)$$

onde $\boldsymbol{\psi}_{Rx}(\theta_{Rx,n})$ e $\boldsymbol{\psi}_{Tx}^T(\theta_{Tx,n})$ representam, respectivamente, os vectores de *steering* do receptor e do transmissor da n -ésima MPC. A amplitude complexa de cada MPC é dada por ξ . Os termos $\boldsymbol{\Psi}_{Rx}$ e $\boldsymbol{\Psi}_{Tx}^T$ correspondem às matrizes que contêm os vectores de *steering* das N MPCs e o termo $\boldsymbol{\Xi}$ à matriz diagonal cujos elementos são as amplitudes complexas das N MPCs.

No caso de canais de banda larga, a matriz do canal MIMO vem dada por [26]:

$$\mathbf{H}(\tau) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \mathbf{H}_l \delta(\tau - lT_s) \quad (4.27)$$

$$\mathbf{H}_l = \sum_{n=1}^N \xi_n \text{sinc}(\tau_n - lT_s) \boldsymbol{\psi}_{Rx}(\theta_{Rx,n}) \boldsymbol{\psi}_{Tx}^T(\theta_{Tx,n}) = \boldsymbol{\Psi}_{Rx} (\boldsymbol{\Xi} \odot \mathbf{T}_n) \boldsymbol{\Psi}_{Tx}^T \quad (4.28)$$

em que \mathbf{T}_n corresponde a uma matriz diagonal cujos elementos são dados por $\text{sinc}(\tau_n - lT_s)$ e T_s corresponde ao período de amostragem¹¹.

O modelo aqui presente apresenta, contudo, algumas desvantagens das quais a disponibilidade dos dados uma vez que é necessária informação sobre a amplitude complexa, AoD, AoA, e atraso de cada uma das MPCs. Além disso, um outro problema

¹¹ Considerando um sistema com uma largura de banda B , o período de amostragem relaciona-se de forma inversa com a mesma tal que, $T_s = 1/B$.

surge em situações onde existem múltiplos espalhamentos conduzindo à ocorrência de dois ou mais AoA's e um único AoD. Segundo [36], esta situação leva a que a capacidade do canal MIMO fique comprometida.

5. Resultados

Como se sabe, o desempenho de um sistema MIMO depende fortemente das condições de propagação do canal pelo que se torna bastante útil a utilização de modelos que permitam efectuar uma caracterização detalhada do canal nas mais diversas situações.

Neste capítulo será implementado e testado o desempenho do modelo estendido de Saleh-Valenzuela. Numa primeira fase serão efectuadas simulações com o modelo recorrendo para isso à alteração de diversos parâmetros que representam o cenário de propagação e o sistema de transmissão com o objectivo de avaliar o seu impacto na capacidade do sistema. Numa segunda fase será avaliado o desempenho do modelo implementado no que respeita à capacidade do canal efectuando uma comparação entre os resultados obtidos em simulações e os resultados obtidos com base em medidas experimentais realizadas em diferentes cenários de propagação.

5.1. Implementação e validação do modelo

A primeira etapa do processo de implementação do modelo consistiu na obtenção da resposta impulsiva variante no tempo representada na equação (4.7) resultante do modelo estendido de Saleh-Valenzuela aplicado a sistemas SISO de banda larga, o qual permite caracterizar a amplitude complexa, o AoA e o atraso de cada MPC (raio) que chega ao receptor num dado instante temporal.

De forma a verificar o correcto funcionamento do algoritmo, realizaram-se duas simulações que a seguir se apresentam. Estas simulações foram efectuadas com os valores contidos na tabela abaixo e que têm por base valores experimentais obtidos em [29, 30].

Tabela 5.1 - Valores utilizados para a simulação do modelo estendido de Saleh-Valenzuela aplicado a sistemas SISO de banda larga

Frequência de operação	1.5GHz
Factor de decaimento dos clusters (Γ)	34ns
Factor de decaimento dos raios em cada cluster (γ)	29ns
Taxa de chegada dos clusters (Λ)	17ns^{-1}
Taxa de chegada dos raios (λ)	5ns^{-1}
Desvio padrão da distribuição de Laplace do AoA (σ)	26°

Na Figura 5.1 encontra-se representada a função densidade de probabilidade (PDF) do AoA. Para obter este resultado efectuou-se uma simulação de um caso hipotético em que ao receptor chegam 3 clusters com 1000 raios cada.

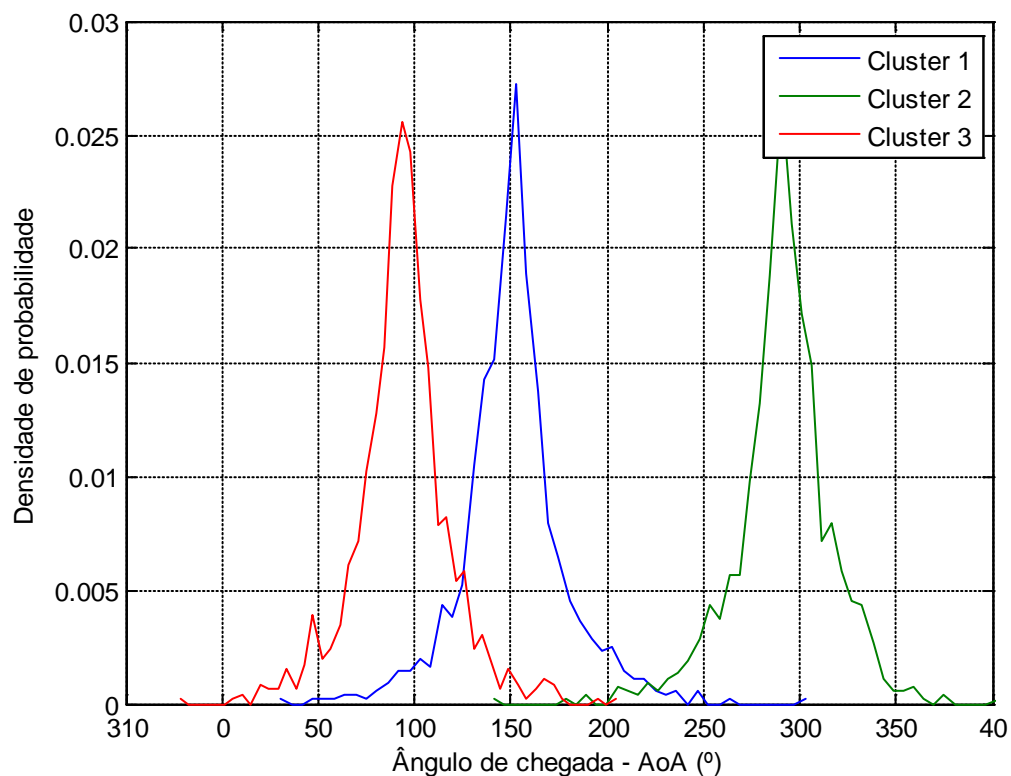


Figura 5.1 - Função densidade de probabilidade do AoA

Como se pode verificar, o AoA de cada raio segue uma distribuição de Laplace em torno do ângulo médio de recepção, ou seja, em torno do ângulo do cluster que, por sua

vez, segue uma distribuição uniforme entre $[0, 2\pi]$. O desvio padrão da distribuição de Laplace é um parâmetro que permite avaliar a correlação existente entre os raios que chegam ao receptor. Assim, quanto maior for o desvio padrão, menor será a correlação entre os raios o que, numa situação prática, corresponderá a um cenário com elevado espalhamento multipercurso.

Na Figura 5.2 encontra-se representado os instantes de chegada de cada raio e a respectiva amplitude relativa. Esta simulação foi realizada com 3 clusters em que cada um continha 5 raios.

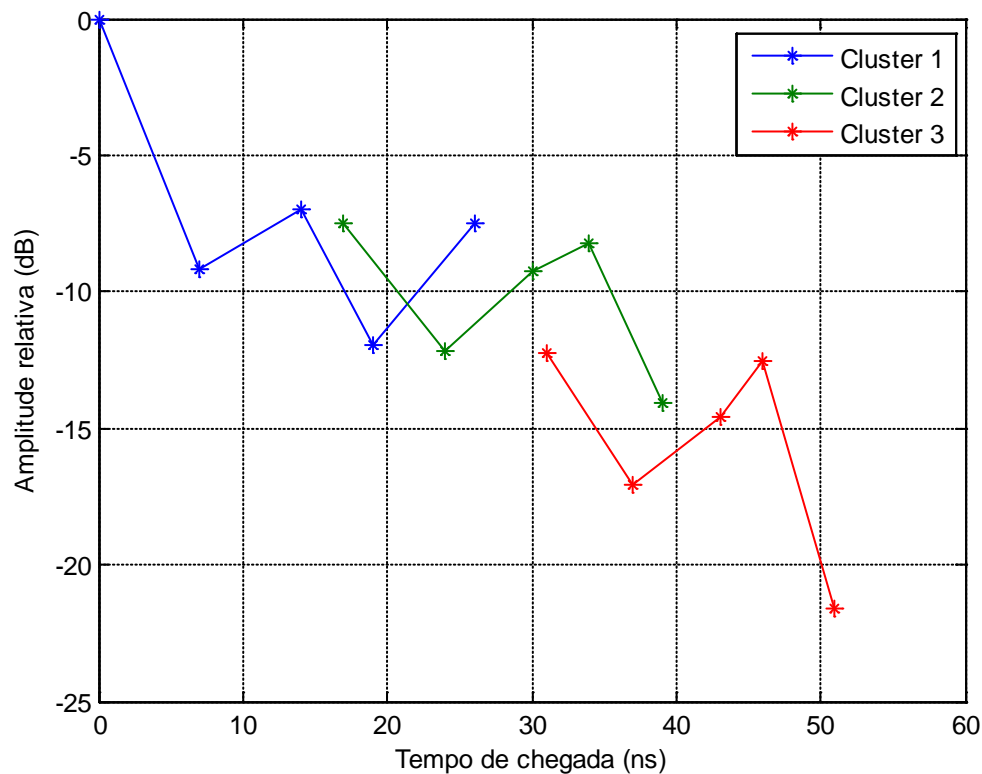


Figura 5.2 - Amplitude relativa dos raios de chegada

Analisando o gráfico podemos verificar que o decaimento médio entre clusters é um pouco menos acentuado que o decaimento médio entre raios e que o tempo médio de chegada dos clusters é superior ao tempo médio de chegada dos raios, o que seria um resultado já esperado de acordo com os valores presentes na Tabela 5.1. Um outro aspecto que se pode retirar da análise ao gráfico é a sobreposição entre raios de clusters consecutivos. Esta situação ocorre devido à taxa de chegada entre clusters ser inferior ao

somatório dos instantes de chegada dos raios. Na prática, isto ocorre quando chegam ao receptor um elevado número de raios, ou seja, ocorre quando se está perante um cenário com bastantes espalhadores.

Numa segunda etapa procedeu-se à implementação do modelo estendido de Saleh-Valenzuela aplicado agora a sistemas MIMO de banda estreita. O respectivo algoritmo encontra-se no Anexo A1, ao qual foram introduzidas algumas alterações relativamente ao algoritmo anterior, tais como:

- Introdução do AoD que segue a mesma distribuição do AoA
- Amplitude complexa de cada raio segue agora uma distribuição Gaussiana complexa de média nula e variância dada pela equação (4.9)

Estas alterações permitiram ir ao encontro da resposta impulsiva representada pela equação (4.8). Para a obtenção da matriz de transmissão do sistema MIMO dada pela equação (4.10), foi também necessário introduzir o vector de *steering* do agregado de transmissão e recepção que se encontra representado pela equação (4.11).

Tabela 5.2 - Valores utilizados para a simulação do modelo estendido de Saleh-Valenzuela aplicado a sistemas MIMO de banda estreita

Frequência de operação	2GHz
Número de elementos do agregado	4x4
Número de clusters	3
Número de raios/cluster	5
Distância entre os elementos do agregado	$\lambda/2$
Factor de decaimento dos clusters (Γ)	2
Factor de decaimento dos raios em cada cluster (γ)	--
Taxa de chegada dos clusters (Λ)	1
Taxa de chegada dos raios (λ)	--
Desvio padrão da distribuição de Laplace do AoD e AoA (σ)	26°

Na tabela acima encontram-se os valores que serviram de referência às simulações efectuadas com este modelo na secção 5.2. À excepção da frequência, esses valores seguem os utilizados em [31] sendo que Λ corresponde a um valor normalizado. Pelo facto de se tratar de um modelo de banda estreita, tanto o factor de decaimento dos raios em cada cluster assim como a sua taxa de chegada não são considerados. A frequência utilizada para as simulações foi de 2GHz de forma a coincidir com a frequência a que foram realizadas as medidas experimentais.

Na Figura 5.3 encontra-se a representação da PDF da amplitude dos clusters que resulta da distribuição Gaussiana complexa que seguem os raios num dado cluster. Para obter este resultado foi efectuada uma simulação em que ao receptor chegam 3 clusters com 10000 raios cada.

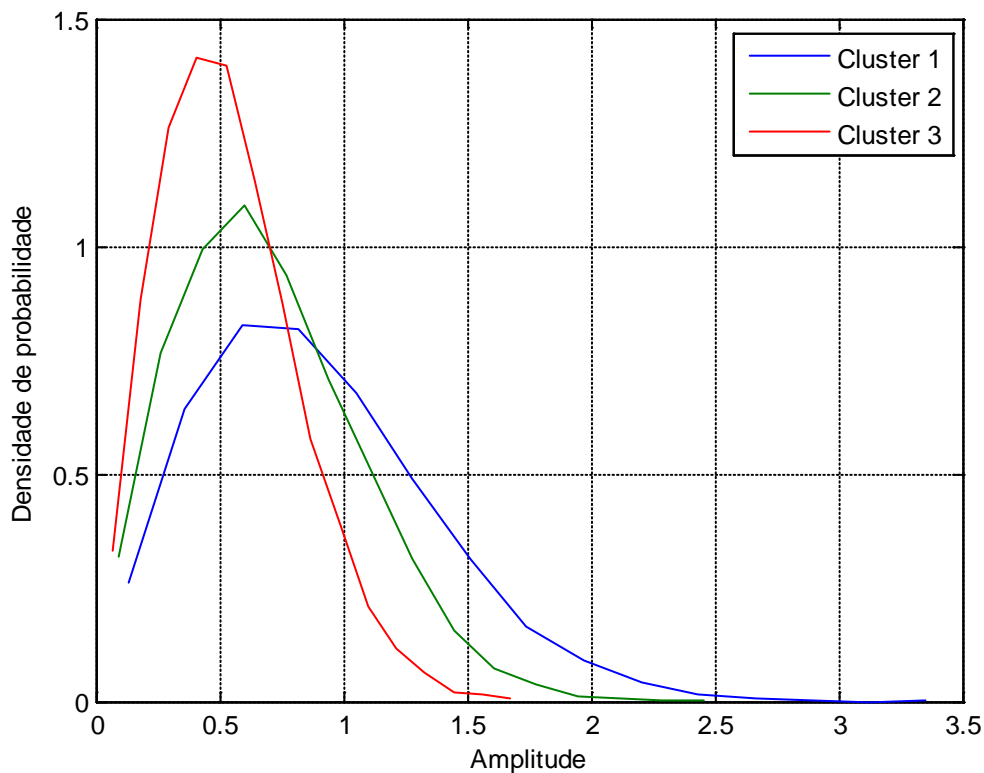


Figura 5.3 - PDF da amplitude dos clusters

De acordo com o gráfico da figura acima, verifica-se que a amplitude dos clusters segue uma distribuição de Rayleigh. De referir, no entanto, o decaimento em amplitude que sofrem os sucessivos clusters pelo facto da variância utilizada na distribuição de Rayleigh ser também sucessivamente inferior devido à exponencial representada pela equação (4.9). Numa situação prática, o mesmo resultado explica-se com o facto de os sucessivos clusters que chegam ao receptor percorrerem distâncias maiores, podendo inclusivamente apresentar um maior número de interações com o cenário, o que, consequentemente, lhes provoca uma maior atenuação.

5.2. Simulações

Nesta secção serão apresentados os resultados das simulações efectuadas com o modelo estendido de Saleh-Valenzuela aplicado a sistemas MIMO de banda estreita. As simulações terão como referência os valores da Tabela 5.2. Estes valores, que

representam parâmetros do cenário de propagação e do sistema de transmissão, serão alterados com o objectivo de estudar a sua influência na capacidade do canal.

Para o cálculo da capacidade será utilizada uma SNR de 20 dB e um número de realizações do canal igual a 10000. A técnica de distribuição de potência utilizada será a técnica de *equal-power* uma vez que, de acordo com o gráfico representado na Figura 3.2, para uma SNR de 20 dB, a técnica de *water-filling* não fornece um ganho de capacidade significativo.

5.2.1. Valores próprios

Na figura abaixo encontra-se o resultado de uma simulação que apenas pretende mostrar a distribuição dos valores próprios da matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ (não normalizada) deste sistema. Este é um resultado importante na medida em que permite avaliar a decorrelação existente entre as entradas da matriz \mathbf{H} e, consequentemente, o desempenho do respectivo canal MIMO.

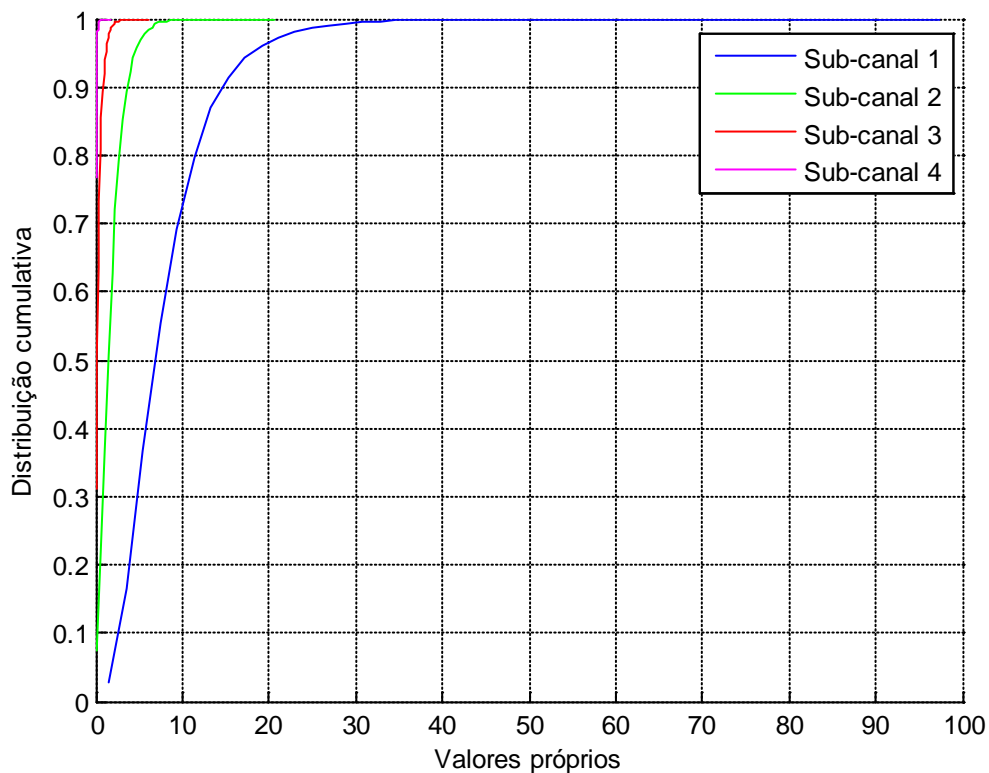


Figura 5.4 - CDF dos valores próprios da matriz HH^H

De acordo com o gráfico é possível identificar quatro curvas que representam os quatro valores próprios do sistema uma vez que se trata de um sistema de 4x4. Estes valores próprios resultam da decomposição em valores singulares da matriz \mathbf{H} e caracterizam os quatro sub-canais SISO paralelos entre o transmissor e o receptor.

Analisando agora as curvas presentes no gráfico, pode-se concluir que este sistema apresenta dois sub-canais com valores próprios quase nulos o que indica alguma correlação nos sinais recebidos. Esta correlação poderá ser devida à possível existência de uma componente com linha de vista o que irá originar AoD ou AoA bastante próximos entre dois ou mais clusters. Assim, a capacidade deste sistema será maioritariamente dada pelos valores próprios relativos aos sub-canais representados pelas curvas a azul e verde uma vez que são estes sub-canais que apresentam melhor desempenho.

5.2.2. Impacto do número de antenas do agregado

Para avaliar o impacto do número de antenas do agregado, procedeu-se a uma simulação de três diferentes sistemas de transmissão. Estes sistemas foram todos simulados nas mesmas condições de propagação tendo sido apenas alterado o número de elementos do agregado no transmissor e no receptor. Os resultados encontram-se representados na seguinte figura:

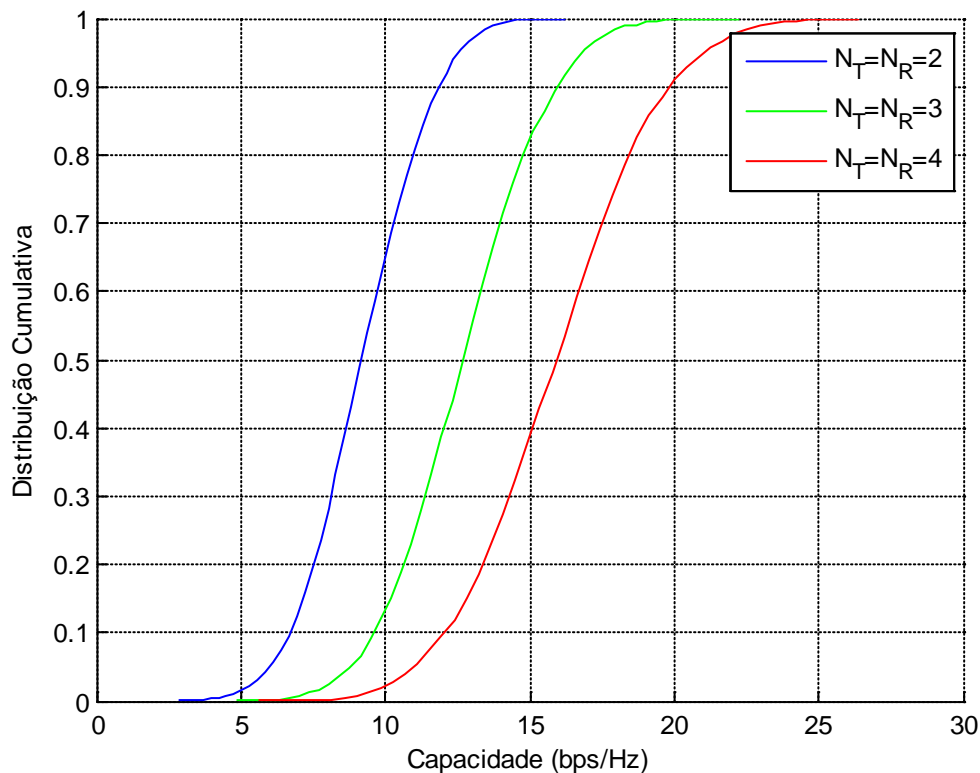


Figura 5.5 - CDF da capacidade de 3 sistemas MIMO em função do número de antenas

Analisando o gráfico, facilmente se verifica um aumento significativo da capacidade com o aumento do número de elementos do agregado, confirmando assim aquilo que foi visto na secção 3.2.3.

Num sistema MIMO, a capacidade aumenta linearmente com $m = \min(N_T, N_R)$ devido ao aumento do número de canais SISO independentes entre o transmissor e o receptor. No entanto, esse aumento só será efectivamente linear se as entradas da matriz de transmissão forem todas independentes e identicamente distribuídas, como mostra a

Figura 5.6. Observando as curvas a azul e vermelho presentes no gráfico da figura acima, verifica-se que a duplicação do número de antenas não proporciona o dobro da capacidade como acontece no gráfico da figura abaixo, o que leva a concluir que o canal apresenta alguma correlação nos sinais recebidos.

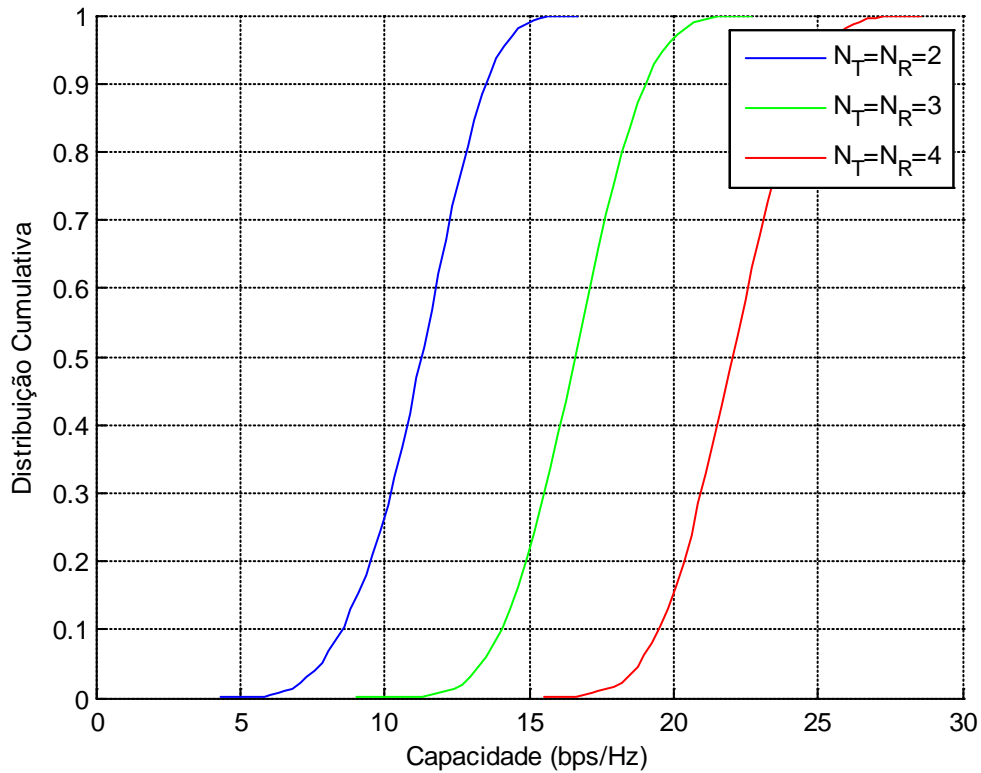


Figura 5.6 - CDF da capacidade de 3 sistemas MIMO em função do número de antenas (assumindo entradas da matriz H como sendo IID)

5.2.3. Efeito da distância entre os elementos do agregado

Como foi já referido e comprovado através do resultado anterior, o aumento do número de elementos no agregado permite obter ganhos de capacidade significativos. No entanto, para que este ganho seja maximizado é também necessário que os sinais recebidos estejam descorrelacionados entre si para que os valores próprios da matriz HH^H não sejam muito baixos ou mesmo nulos, o que acontece se a separação entre os elementos do agregado for devidamente seleccionada.

De forma a verificar a influência dessa separação na capacidade do sistema, realizou-se uma simulação onde se variou a distância entre os elementos do agregado mantendo inalterados os restantes parâmetros.

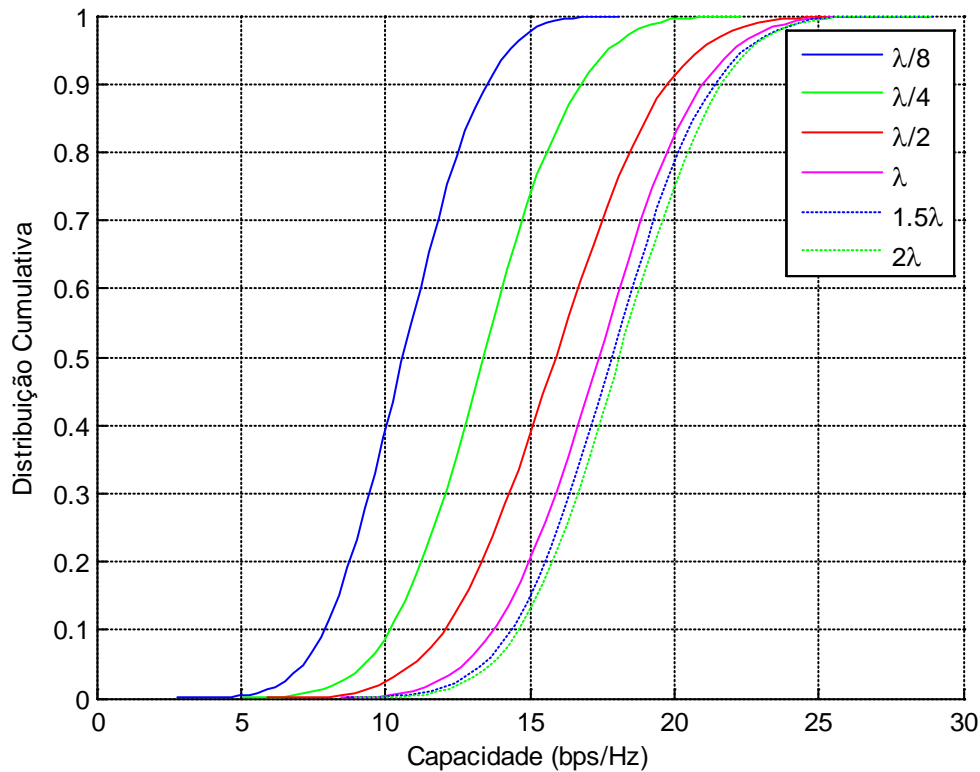


Figura 5.7 - CDF da capacidade de um sistema MIMO em função da distância entre os elementos do agregado

Na figura acima encontra-se então representada a capacidade de seis sistemas com diferente separação entre os elementos do agregado. Analisando as curvas de linha contínua, i.e., com separação inferior a λ , verifica-se que o aumento da distância entre os elementos melhora significativamente a capacidade do sistema, consequência do aumento da decorrelação que, como já foi visto anteriormente, favorece o desempenho de um sistema MIMO.

Contudo, para separações superiores a λ , representada pelas curvas a linha descontinua, o ganho de capacidade que se obtém é praticamente nulo. Este resultado pode facilmente ser explicado do ponto de vista analítico bastando para isso observar o gráfico presente na Figura 2.16 e verificar que o aumento da separação entre dois elementos de um mesmo agregado conduzirá a um aumento da decorrelação entre os

sinais recebidos nessas duas antenas até uma dada distância na qual a decorrelação toma o valor máximo. Na situação genérica aí apresentada bastaria uma separação de apenas $\lambda/4$ para uma considerável decorrelação uma vez que se considera que os espalhadores se encontram uniformemente distribuídos em torno do receptor. Pelo que se observa do gráfico da figura acima, já será necessária uma separação de λ o que, do ponto de vista físico, pode indicar um cenário de propagação onde os espalhadores se encontram mais afastados do transmissor/receptor.

5.2.4. Impacto do número de clusters/raios

Esta simulação foi efectuada com o objectivo de estudar o comportamento da capacidade com o número de clusters/raios que chegam ao receptor. Para isso foram testadas quatro possíveis combinações entre clusters e raios mantendo todos os restantes parâmetros inalteráveis. Um outro aspecto que foi tido em conta diz respeito à normalização da resposta impulsiva (equação (4.8)) através do factor $1/\sqrt{LK}$. Uma vez que o objectivo era estudar a influência do número de clusters/raios, efectuou-se uma normalização ao menor valor da combinação entre clusters e raios, neste caso, $L=3$ clusters e $K=3$ raios. Os resultados estão representados na seguinte figura:

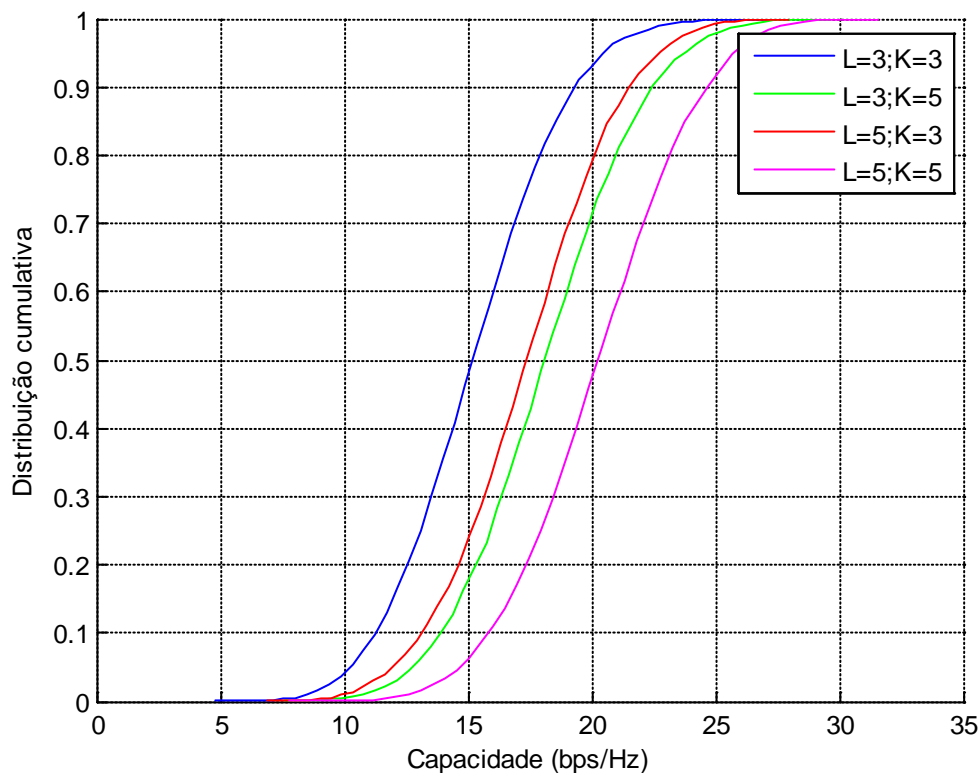


Figura 5.8 - CDF da capacidade de um sistema MIMO em função do número de clusters/raios

Analisando o gráfico é possível verificar um aumento de capacidade que ocorre com o aumento do número total de raios que chega ao receptor e que é dado pelo produto entre o número de clusters e de raios/cluster. Este resultado é facilmente interpretado dado que o aumento do número de raios indicia um elevado espalhamento multipercurso o que representa uma situação favorável aos sistemas MIMO.

Um outro aspecto importante que se pode retirar da análise ao gráfico diz respeito às curvas a verde e a vermelho que representam duas situações com igual número de raios. Apesar destas curvas apresentarem uma capacidade semelhante, a curva a verde apresenta-se como uma situação mais favorável. Assim, para um igual número de raios, conclui-se que um cenário com menos clusters e mais raios/cluster fornece um ganho de capacidade que é superior a um cenário com mais clusters e menos raios/cluster. Esta situação pode ser explicada com base no factor de decaimento dos clusters.

Admitindo um determinado limiar de recepção do sinal, facilmente se verifica que o caso em que existem mais clusters é menos favorável visto que os raios referentes aos

últimos clusters poderão chegar ao receptor abaixo desse mesmo limiar devido ao decaimento mais acentuado que sofrem e que pode ser demonstrado através da equação (4.9). Estando estes raios abaixo do limiar, não poderão contribuir para o sinal recebido o que influenciará negativamente a capacidade comparativamente a uma situação com menos clusters.

5.2.5. Efeito do decaimento dos clusters e do desvio padrão do AoD e AoA

A seguinte simulação tem por base dois objectivos. Por um lado, analisar o comportamento da capacidade com o factor de decaimento dos clusters e, por outro lado, verificar também a influência do desvio padrão apresentado pelo AoA e AoD. Na figura seguinte encontra-se representado um gráfico que mostra, simultaneamente, os resultados obtidos devido à variação destes dois parâmetros.

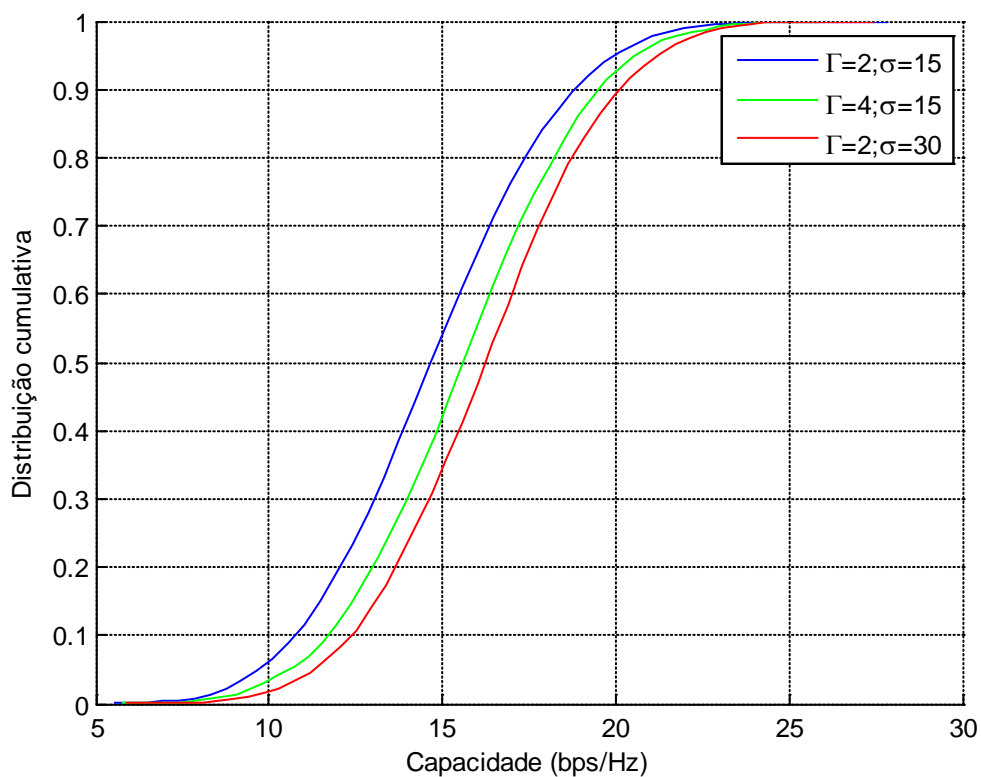


Figura 5.9 - CDF da capacidade de um sistema MIMO em função do decaimento dos clusters e do desvio padrão do AoD e AoA

Analisando as curvas a azul e a verde presentes no gráfico da figura acima, é possível identificar uma melhoria na capacidade quando o factor de decaimento também aumenta. O factor de decaimento é um parâmetro que influencia a amplitude dos clusters e, consequentemente, a amplitude dos raios num dado cluster. A relação existente entre ambos pode ser observada através da equação (4.9), na qual se verifica que o aumento do parâmetro Γ leva a um decaimento menos acentuado da amplitude dos clusters, ou seja, comparando os dois casos presentes no gráfico, verifica-se que o sistema da curva a azul decai a uma taxa temporal que é duas vezes superior ao sistema da curva a verde. Assim, numa situação em que os clusters apresentam um decaimento mais acentuado, os respectivos raios poderão não contribuir para o sinal recebido o que irá prejudicar a capacidade do sistema uma vez que existe menos diversidade de componentes multipercurso.

Analisando agora as curvas a azul e a vermelho, é facilmente observável a melhoria significativa da capacidade devido ao aumento do desvio angular dos AoA e AoD. Este aumento do desvio angular permite aos raios num dado cluster explorar melhor o domínio espacial diminuindo assim a correlação entre os mesmos.

5.3. Campanha de recolha de medidas experimentais

De forma a ir ao encontro do que já foi referido anteriormente e que revela que a caracterização detalhada de um cenário de propagação é fundamental para se maximizar todas as potencialidades de um sistema MIMO, realizou-se uma campanha de recolha de medidas experimentais com o objectivo de avaliar o desempenho do modelo de Saleh-Valenzuela em diferentes cenários de propagação.

A campanha de recolha de dados foi realizada no laboratório 345 do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro. A planta desta sala encontra-se representada na Figura 5.10 assim como as localizações escolhidas para os agregados de antenas.

Os agregados foram simulados através de um sistema posicionador de antenas accionado por motores eléctricos que se deslocam sobre uma calha permitindo assim,

através de um computador, controlar o número de amostras a retirar e a distância entre as mesmas. No entanto, uma vez que o comprimento da calha assim o permitia, em todas as medidas efectuadas foram retiradas 41 amostras em intervalos de $\lambda/8$ obtendo assim, para cada cenário, um total de 1681 amostras.

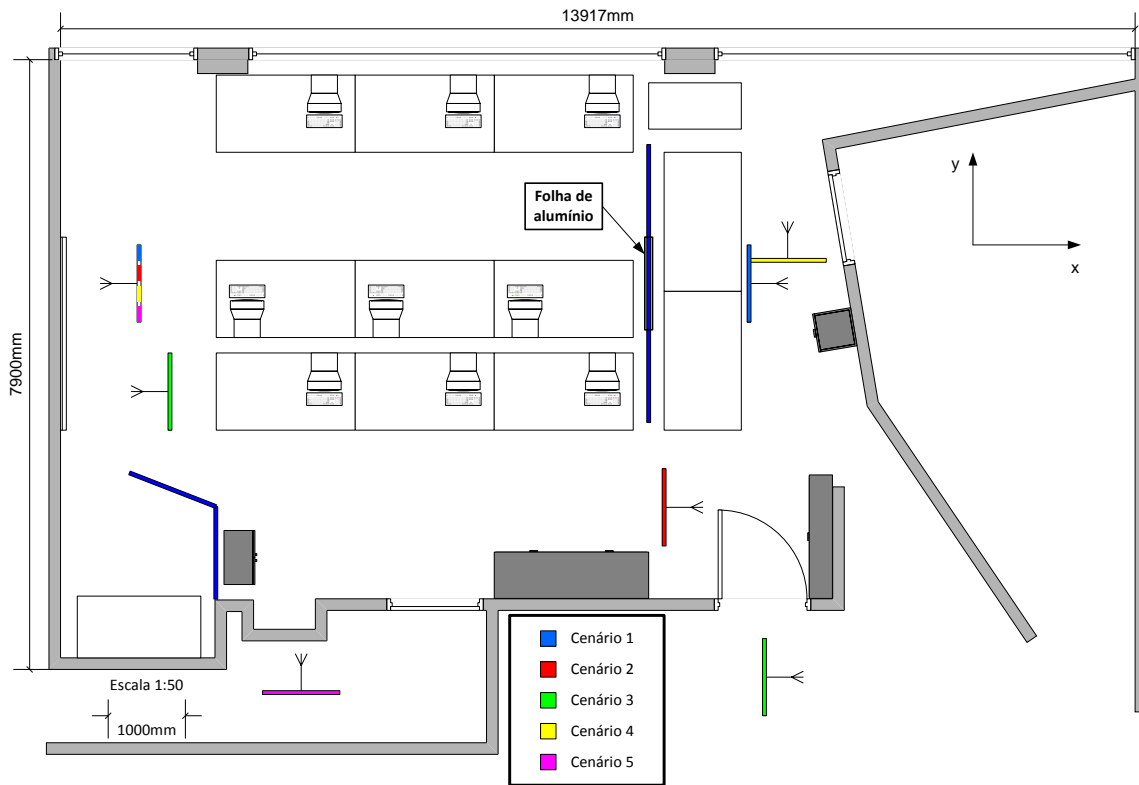


Figura 5.10 - Esquema das posições dos agregados

Foi também utilizado um analisador de redes vectorial (Hewlett Packard 8753D) como gerador de sinal e também como receptor possibilitando a medição do parâmetro S_{21} , ou seja, a amplitude e fase relativa do sinal recebido em relação ao sinal transmitido (ganho para a frente do sistema). Os dados relativos à resposta em frequência devolvida pelo analisador foram armazenados no computador sendo que a gama de frequência utilizada foi de 1.9GHz a 2.1GHz uma vez que a frequência de interesse era os 2GHz.

Na figura abaixo encontra-se representado o sistema de medição utilizado para a obtenção dos dados experimentais.

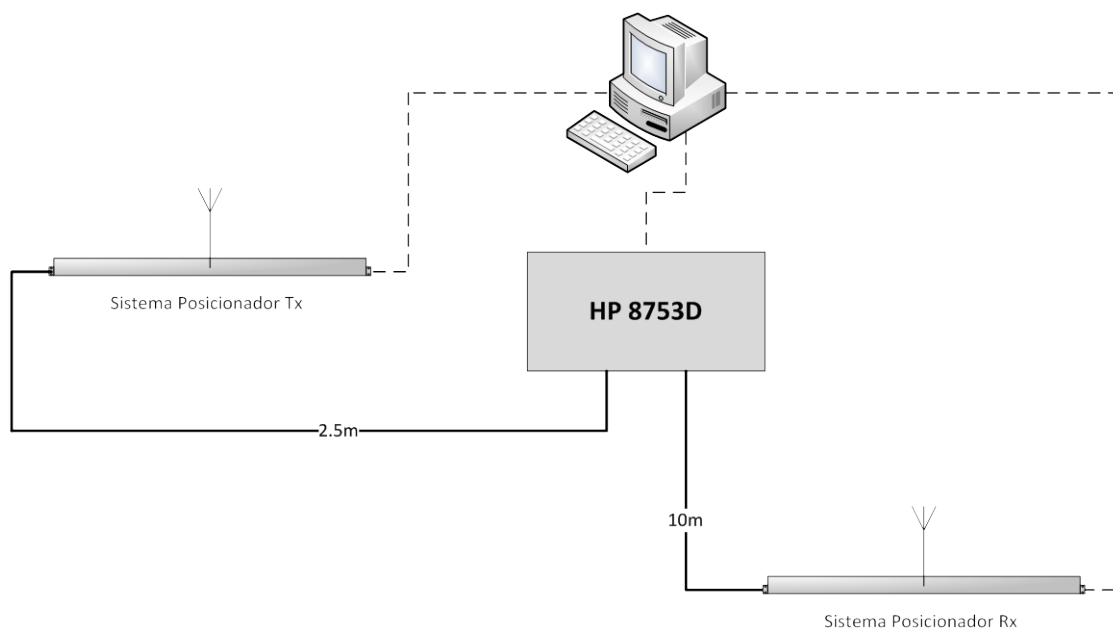


Figura 5.11 - Esquema de montagem do equipamento de medição

Para retratar diversos cenários de propagação, foram projectadas cinco configurações distintas entre o transmissor e o receptor de forma a obter dados sobre cenários com linha de vista e com obstrução de linha de vista, cenários onde fosse favorável a existência de mais ou menos clusters e cenários constituídos por obstáculos como alumínio, portas de madeira ou paredes de tijolo. A seguir encontra-se de forma resumida os objectivos pretendidos em cada uma dessas das cinco configurações.

Na configuração 1 pretendeu-se estudar um cenário com obstrução de linha de vista provocada por uma folha de alumínio mas numa posição favorável à ocorrência de clusters de forma a representar um cenário com elevado espalhamento multipercurso.

Na configuração 2, o objectivo foi recolher dados de um cenário com total linha de vista e também favorável à ocorrência de clusters, não só para avaliar o desempenho deste tipo de cenário num sistema MIMO mas também de forma a servir como ponto de referência às restantes configurações.

A configuração 3 foi projectada no sentido de se analisar um cenário com obstrução de linha de vista por parede de tijolo e porta de madeira e pouco favorável à ocorrência de clusters.

A configuração 4 teve como único objectivo estudar a influência da orientação do agregado na capacidade de um sistema MIMO. Para isso, utilizaram-se as mesmas posições da configuração 1.

Na configuração 5 pretendeu-se criar uma situação idêntica à configuração 3 mas onde a distância entre o transmissor e o receptor era menor e o cenário mais favorável à ocorrência de clusters.

Após terem sido recolhidos todos os dados relativos às cinco configurações, traçaram-se, a título de exemplo, as respectivas respostas em frequência, como mostra o gráfico presente na Figura 5.12. Foi também realizada uma recolha de dados relativa ao ruído para que fosse possível calcular a SNR a utilizar no cálculo da capacidade. A resposta em frequência do ruído encontra-se sobreposta no mesmo gráfico anteriormente referido.

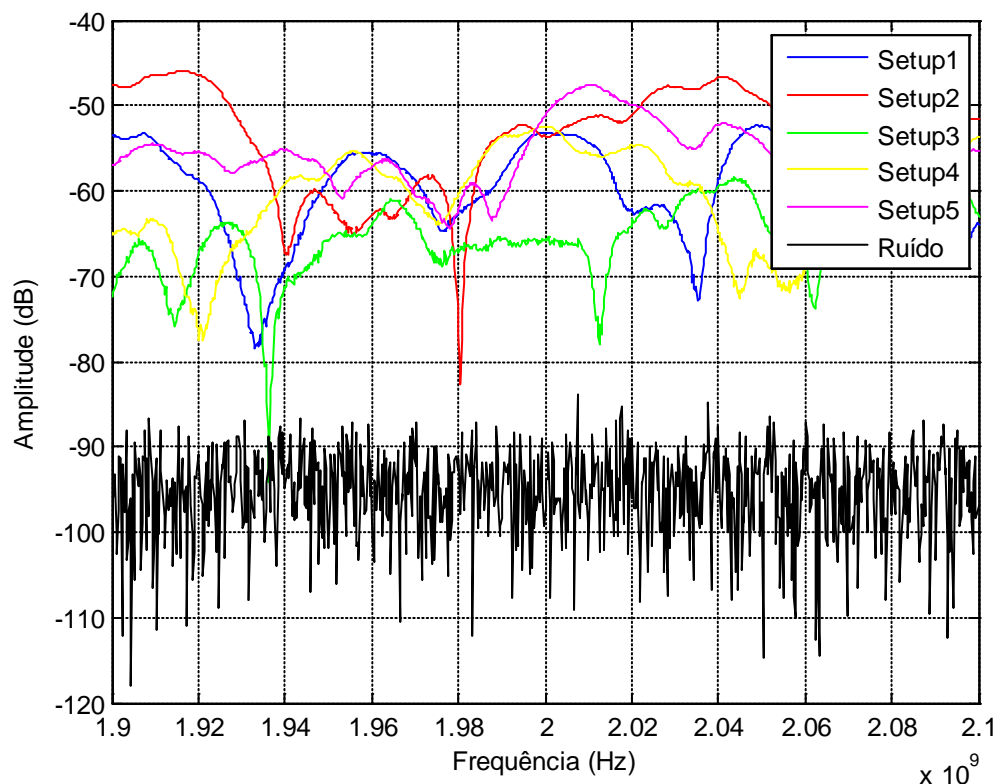


Figura 5.12 - Resposta em frequência das 5 configurações projectadas

Analisando a resposta em frequência obtida para os cinco cenários projectados podem-se identificar, em qualquer uma delas, pontos onde as contribuições do sinal se

anulam e pontos onde as mesmas se somam apresentando, respectivamente, mínimos e máximos na resposta em frequência. Assumindo uma dada configuração, verifica-se que, embora a distância entre o transmissor e o receptor seja constante, a distância em termos de comprimento de onda vai-se alterando com a variação da frequência provocando assim desfasamentos nas diferentes contribuições do sinal.

Relativamente ao ruído, o mesmo é maioritariamente proveniente do equipamento de medida visto que o das antenas é constituído apenas por ruído térmico que é bastante inferior face ao do equipamento.

A partir da resposta em frequência do sinal e do ruído foi então calculada a SNR em cada uma das cinco configurações. Na tabela abaixo encontram-se os respectivos valores obtidos.

Tabela 5.3 - Valores obtidos da SNR para cada uma das configurações

	1	2	3	4	5
SNR (dB)	35,4	41,2	34,4	35,8	34,8

Como forma de confirmar os resultados alcançados na secção anterior e de comparar o desempenho dos diferentes canais, foram efectuados alguns testes de capacidade que a seguir se apresentam.

Na Figura 5.13 encontra-se a representação de uma CDF que pretende demonstrar a influência do número de elementos do agregado sobre a capacidade do sistema. Estes resultados referem-se ao cenário 1 em que a separação entre os elementos do agregado é de $\lambda/4$.

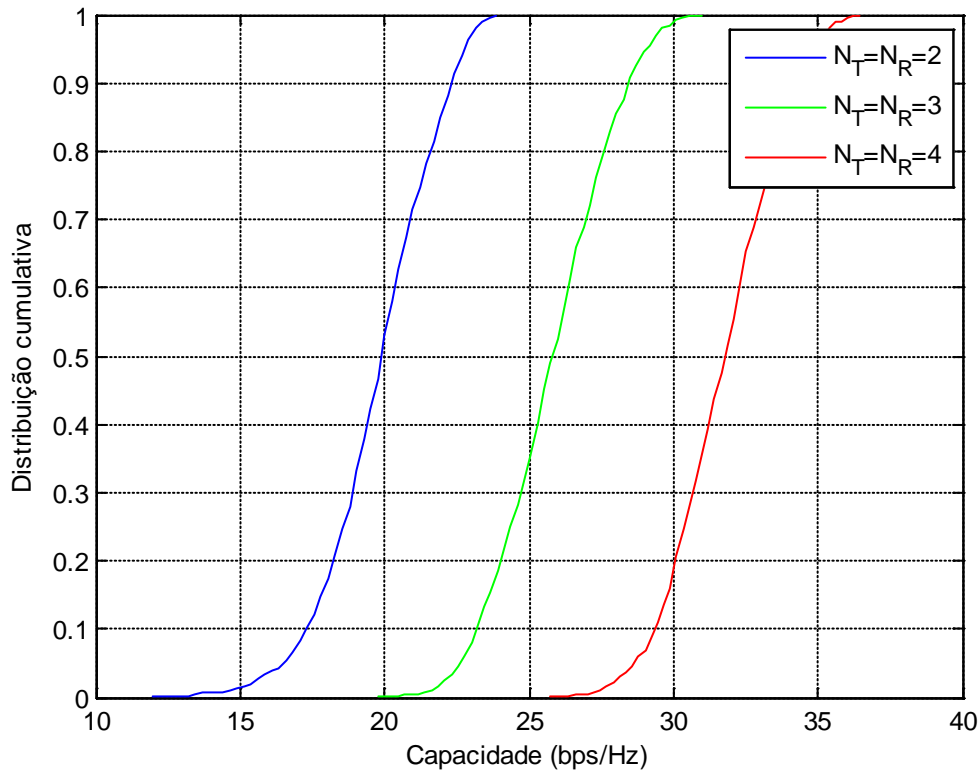


Figura 5.13 - CDF da capacidade em função dos elementos do agregado na configuração 1 ($d=\lambda/4$)

Analisando o gráfico, verifica-se um aumento da capacidade com o aumento do número de elementos do agregado o que confirma o que foi visto na secção 3.2.3 e obtido através de simulação com o modelo implementado. De referir ainda que o aumento de capacidade não é linear, ou seja, a capacidade não duplica entre o sistema MIMO de 2×2 e o de 4×4 pelo que se conclui que o modelo implementado retrata melhor a realidade do que o modelo IID referido na secção 4.2.1.

Na Figura 5.14 e Figura 5.15 pretende-se não só, comprovar que o aumento da separação favorece o desempenho de um sistema MIMO devido ao aumento da decorrelação entre os sinais recebidos mas sobretudo, mostrar que esse aumento só é favorável até um dado limiar e que pode variar de cenário para cenário.

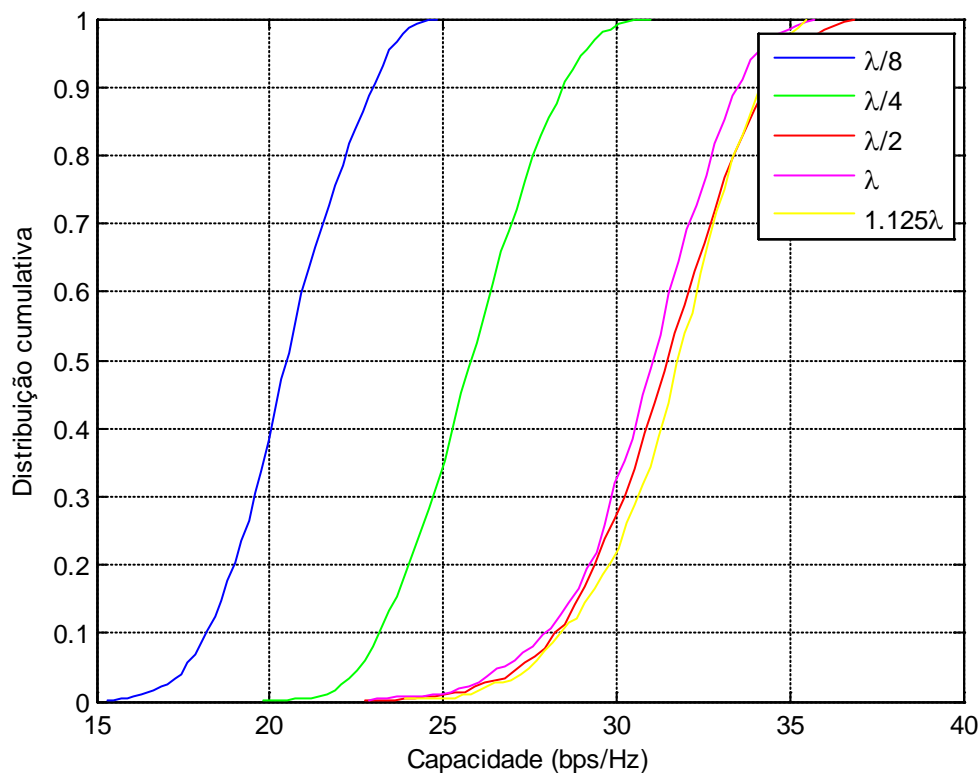


Figura 5.14 - CDF da capacidade em função da separação entre os elementos do agregado na configuração 1 ($N_T=N_R=3$)

Na figura acima, relativa ao cenário 1, verifica-se que basta apenas uma separação de $\lambda/2$ para que o aumento de capacidade seja maximizado. O mesmo já não acontece no cenário 5, representado na figura abaixo, onde já será necessária uma separação de λ para obter o máximo desempenho. Este resultado é devido à diferente estrutura espacial do canal de propagação uma vez que o receptor se encontrava confinado num corredor junto à sala. O mesmo resultado foi também obtido com o cenário 3, no qual o receptor também se encontrava num espaço bastante reduzido.

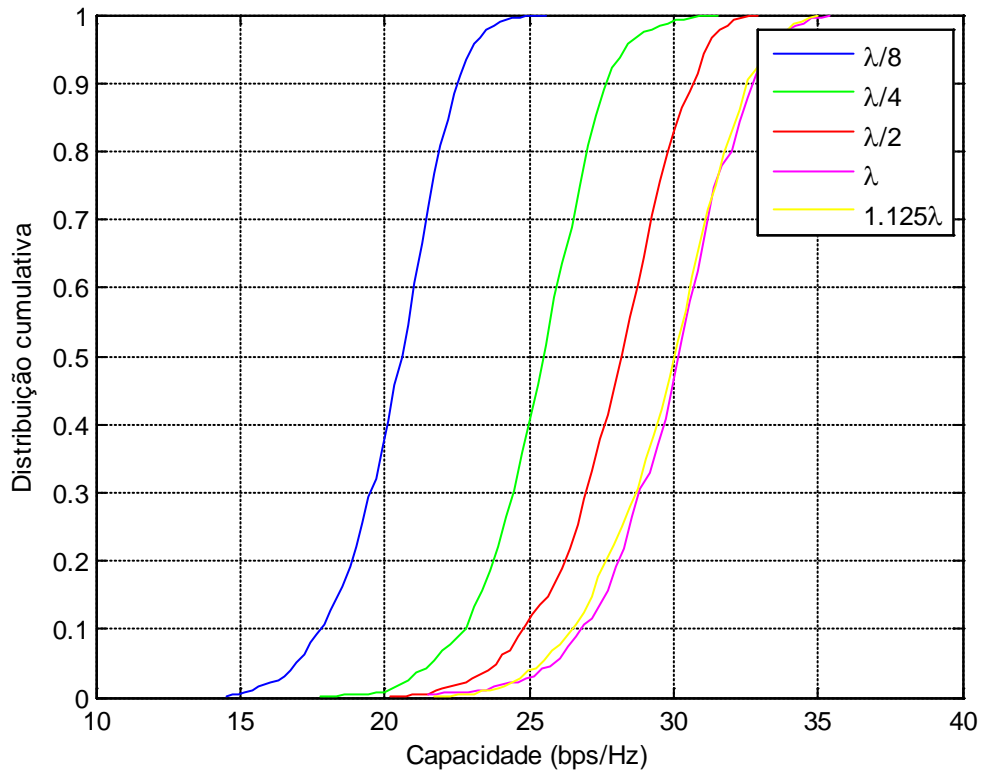


Figura 5.15 - CDF da capacidade em função da separação entre os elementos do agregado na configuração 5 ($N_T=N_R=3$)

Na Figura 5.16 encontra-se representado um gráfico que mostra o desempenho dos canais referentes aos cinco cenários projectados. Para a obtenção deste resultado foi utilizado um agregado de três elementos com separação de $\lambda/2$.

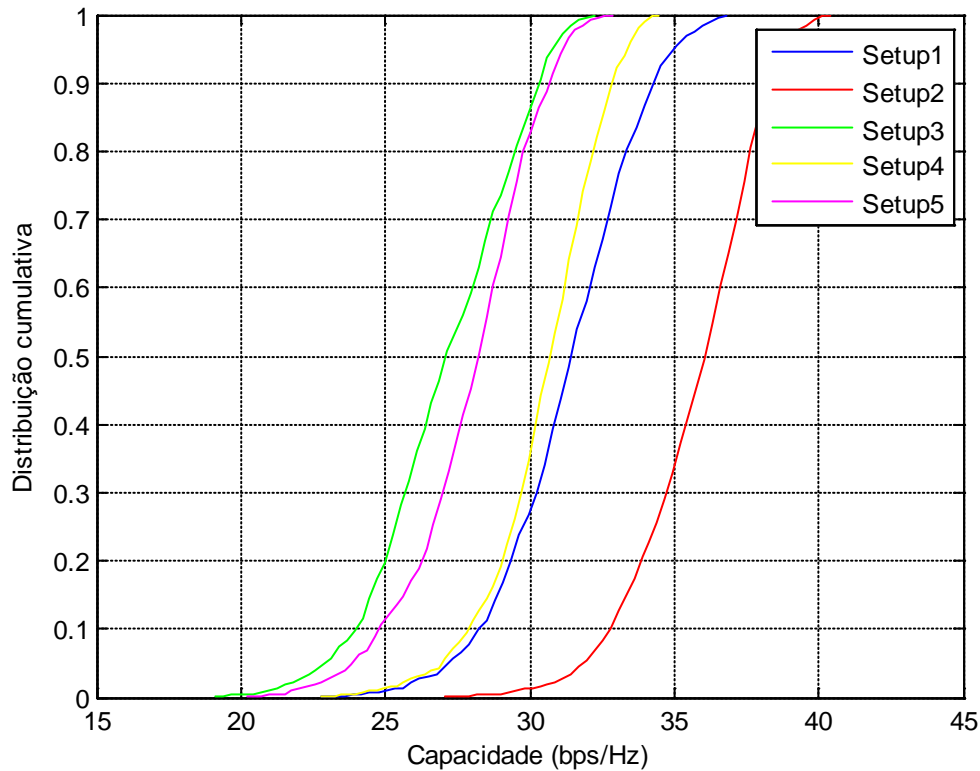


Figura 5.16 - CDF da capacidade dos canais referentes aos 5 cenários projectados ($N_T=N_R=3$ e $d=\lambda/2$)

Da análise do gráfico da figura acima, verifica-se que o desempenho do cenário 1 é praticamente idêntico ao do cenário 4 o que leva a concluir que a orientação do agregado não produz qualquer ganho de capacidade. Analisando as curvas relativas ao cenário 3 e 5, também se verifica que estas apresentam um comportamento idêntico embora com uma ligeira vantagem do cenário 5, talvez devido à sua maior proximidade do transmissor. Comparando agora o cenário 1 e 4 com o cenário 3 e 5, verifica-se um aumento significativo da capacidade por parte do cenário 1 e 4 uma vez que a estrutura espacial do canal de propagação era bastante mais favorável nestas duas configurações no que diz respeito ao número de clusters e ao desvio angular apresentado pelo AoD e AoA.

Relativamente à curva referente ao cenário 2, esta apresenta um desempenho que é bastante superior a todos os outros cenários. Tendo em conta que se trata de um cenário com total linha de vista, i.e., contendo uma componente com elevada correlação, o resultado aqui obtido parece um pouco discrepante face ao que foi anteriormente

exposto e que revela que um sistema MIMO apresenta melhor desempenho em cenários com elevada decorrelação. No entanto, analisando a SNR apresentada pelo canal, verifica-se que a mesma é cerca de 5/6 dB superior aos restantes canais o que o favorece bastante. Além disso, a posição escolhida para o receptor, apesar de ter linha de vista, acaba por ser benéfica no que diz respeito ao número de componentes multipercurso que chegam ao mesmo.

Calculando a relação entre a SNR apresentada pela configuração 1 com a SNR apresentada pela configuração 2 constata-se que a da configuração 1 corresponde a 86% do valor da SNR apresentado pela configuração 2. Considerando agora que o valor mediano (50%) da capacidade apresentada pelo cenário 2 é aproximadamente 36.5 bps/Hz, verifica-se que 86% deste mesmo valor corresponde a 31.4 bps/Hz o que fica ligeiramente abaixo dos cerca de 32 bps/Hz apresentados pelo cenário 1. Desta forma, assumindo uma mesma SNR, constata-se que o cenário 2, apesar de ter linha de vista, apresenta um bom desempenho, muito próximo até do cenário 1.

Uma outra forma de compreender o resultado obtido na Figura 5.16 é recorrendo aos valores próprios da matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ relativa ao cenário 2 e fazer uma comparação com os do cenário 1. A figura seguinte mostra precisamente esse resultado.

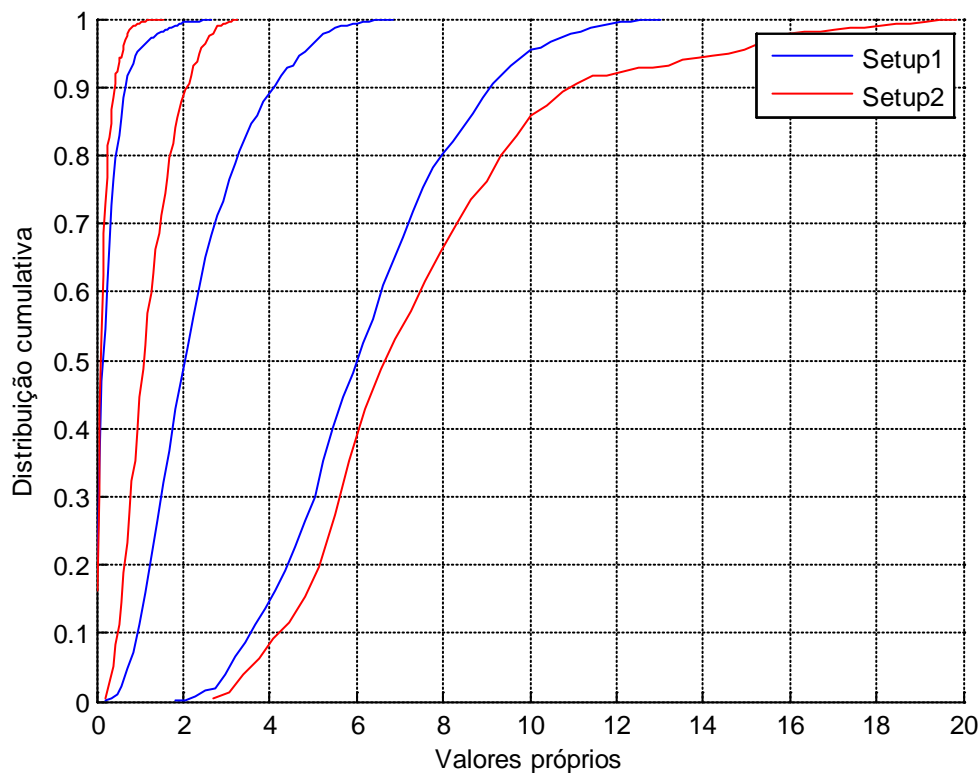


Figura 5.17 - Valores próprios relativos ao cenário 1 e 2

Como se pode observar, o cenário 1 apresenta uma distribuição dos valores próprios quase linear resultante da forte decorrelação dos sinais. No entanto, o cenário 2 também apresenta uma distribuição que, embora seja menos linear que a do cenário 1 devido à componente de linha de vista, não deixa de ser ilustrativa de um bom desempenho. Assim, a existência de um elevado número de componentes multipercurso em conjunto com a SNR apresentada pelo cenário 2 acabam por ser determinantes para o bom desempenho demonstrado pelo mesmo relativamente ao cenário 1.

5.4. Comparação de resultados

Nesta secção serão apresentados e comparados os resultados relativos à capacidade, obtidos através dos dados recolhidos e obtidos através do modelo estendido de Saleh-Valenzuela.

Para que fosse possível a comparação entre ambos, foi necessário tomar diversos procedimentos para cada um dos cinco cenários projectados tais como: a normalização

das respectivas matrizes de transmissão, o cálculo da SNR através dos dados recolhidos (já efectuado) e a estimação do número de clusters e raios, do factor de decaimento e da taxa de chegada dos clusters e do desvio angular do AoA e AoD a utilizar nas simulações.

Relativamente à normalização das matrizes, a mesma foi efectuada de acordo com a seguinte equação:

$$\mathbf{H}_{norm} = \frac{1}{\sqrt{N_T N_R M}} \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{j=1}^{N_R} \sum_{k=1}^M |h_{ijk}|^2 \quad (5.1)$$

onde M representa o número de realizações do canal e que depende do número de elementos do agregado de transmissão e de recepção e da separação entre os mesmos.

Na Tabela 5.4 encontram-se os dados utilizados para as simulações de cada um dos cinco cenários. De referir que o número de clusters, de raios/cluster e o desvio angular do AoD e AoA não constituem de todo a realidade pois são resultado de uma estimativa efectuada por observação do cenário e da resposta impulsiva. Relativamente ao factor de decaimento dos clusters, o mesmo foi calculado por via analítica através da resposta impulsiva normalizada ao valor máximo e a partir da qual se determinou o tempo que a amplitude correspondia a 36,8% desse valor máximo. A taxa de chegada dos clusters constitui também um parâmetro bastante difícil de obter uma vez que o conceito de cluster é abstracto. Como tal, seguiu-se a consideração efectuada em [31] que assume que o inverso da taxa de chegada dos clusters é metade do factor de decaimento dos clusters.

Tabela 5.4 - Valores dos parâmetros de cada um dos 5 cenários projectados

	Cenário				
	1	2	3	4	5
Número de clusters	4	4	2	4	3
Número de raios/cluster	3	3	3	3	3
Factor de decaimento dos clusters (ns)	68	74	80	73	72
Taxa de chegada dos clusters (ns⁻¹)	34	37	40	36.5	36
Desvio padrão do AoD e AoA	30°	10°	20°	30°	15°

Cenário 1

Como já foi referido anteriormente, este cenário foi projectado com o objectivo de obter um elevado espalhamento multipercurso. Assim, considerou-se 4 clusters com 3 raios cada e um desvio angular do AoD e AoA de 30°. A escolha dos 4 clusters resulta de três reflexões e uma difracção que são evidentes por observação do cenário auxiliado com a visualização da resposta impulsiva. A escolha do valor relativo ao desvio padrão do AoD e AoA baseia-se na estrutura espacial do canal dado que o receptor se encontra afastado do transmissor e dos espalhadores existentes no cenário.

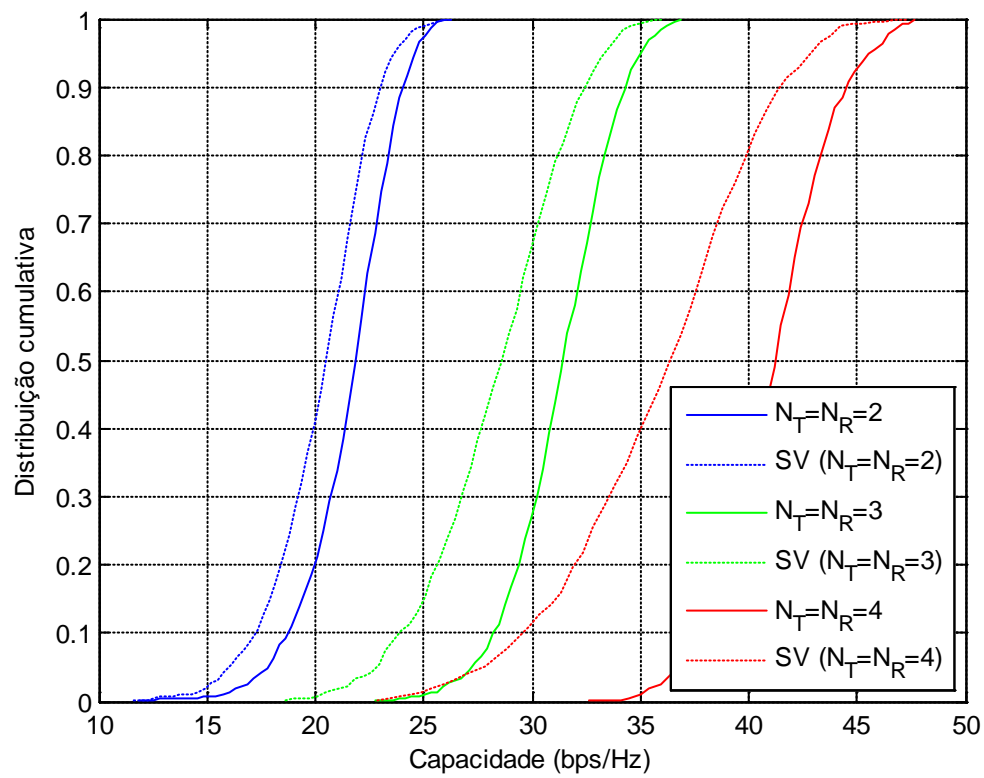


Figura 5.18 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 1 para diferente número de elementos do agregado separados por $\lambda/2$

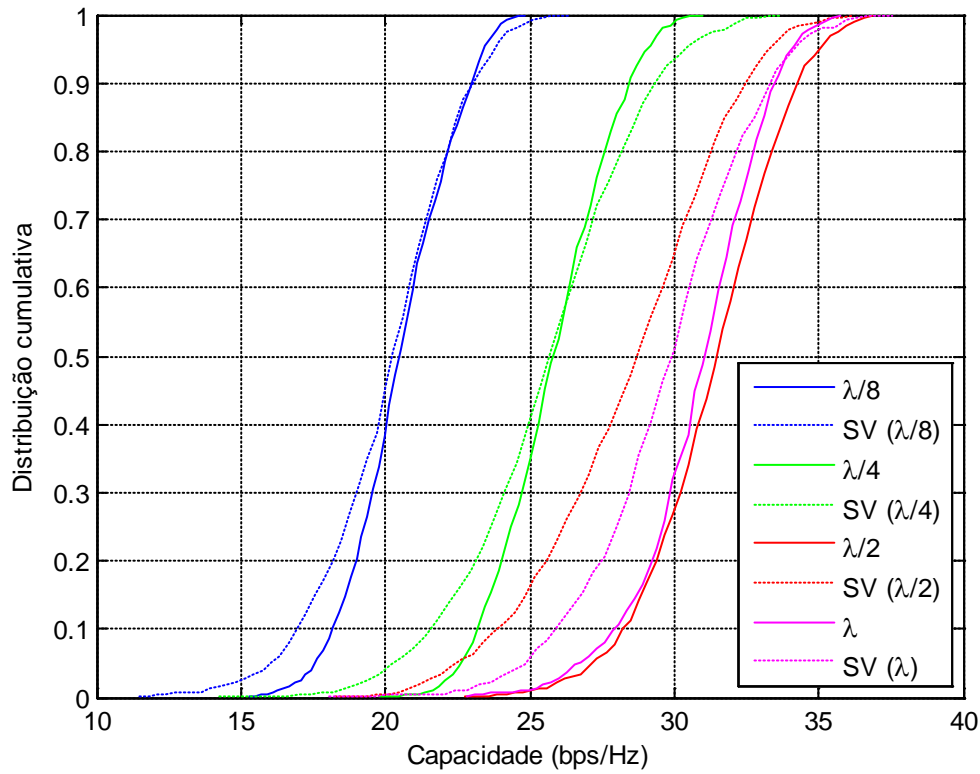


Figura 5.19 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 1 para diferentes separações entre os elementos do agregado com $N_T=N_R=3$

Cenário 2

Nesta situação pretendeu-se estudar o desempenho do modelo face a um cenário de propagação com total linha de vista. Contudo, como a diferença de posição do receptor face ao cenário anterior não se alterou muito, considerou-se a estrutura espacial do canal semelhante ao anterior. Assim, foram utilizados na simulação 4 clusters com 3 raios cada mas um desvio angular de apenas 10° dada a forte componente de linha de vista provocar uma elevada correlação nos raios pertencentes a esse cluster.

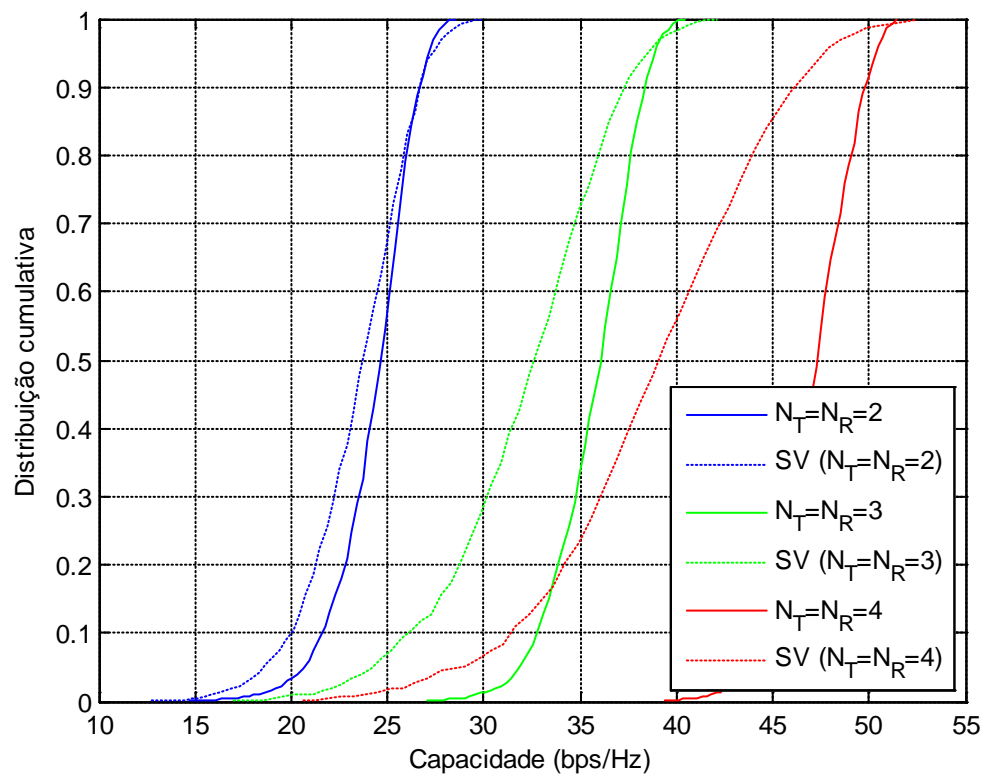


Figura 5.20 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 2 para diferente número de elementos do agregado separados por $\lambda/2$

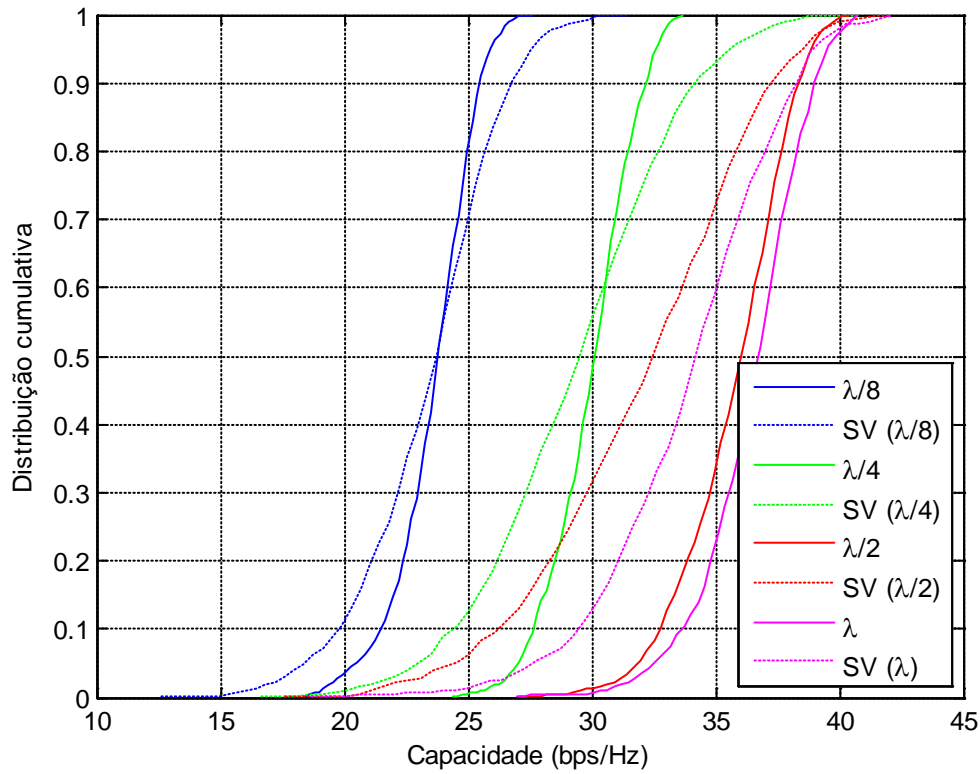


Figura 5.21 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 2 para diferentes separações entre os elementos do agregado com $N_T=N_R=3$

Cenário 3

Com esta configuração pretendeu-se estudar o desempenho do modelo face a um cenário sem linha de vista e com um baixo número de componentes multipercurso. Dessa forma, consideraram-se apenas 2 clusters com 3 raios cada resultantes de uma reflexão e uma difracção. O desvio angular escolhido foi de 20° dado a área onde o receptor se encontrava ser menor que as duas situações anteriores.

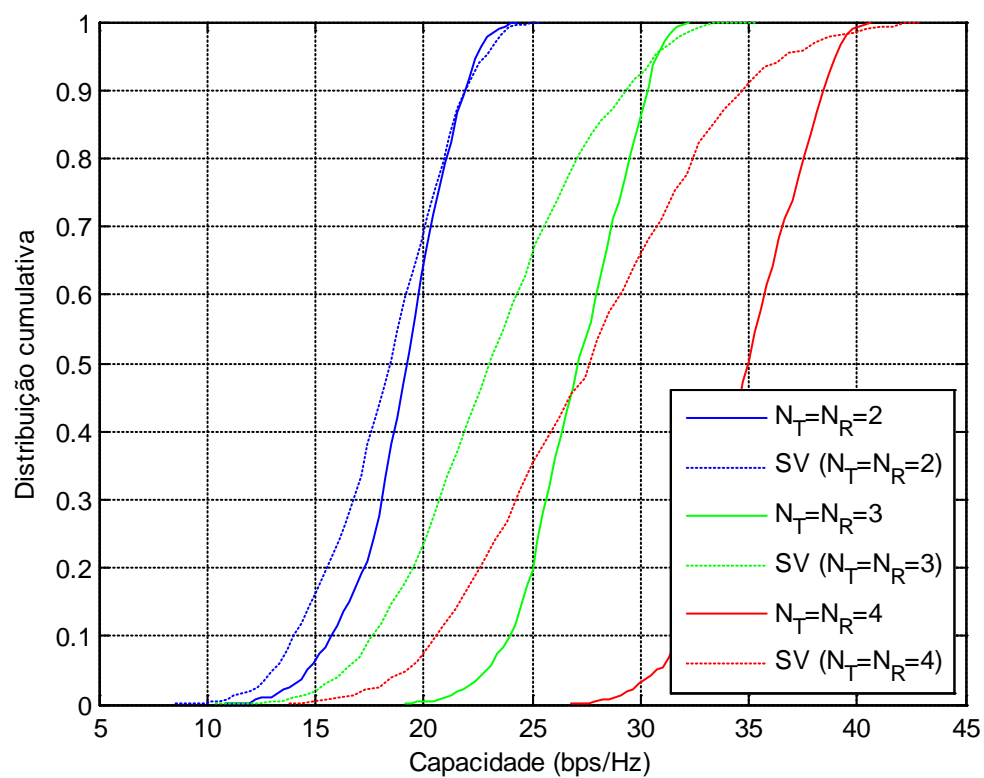


Figura 5.22 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 3 para diferente número de elementos do agregado separados por $\lambda/2$

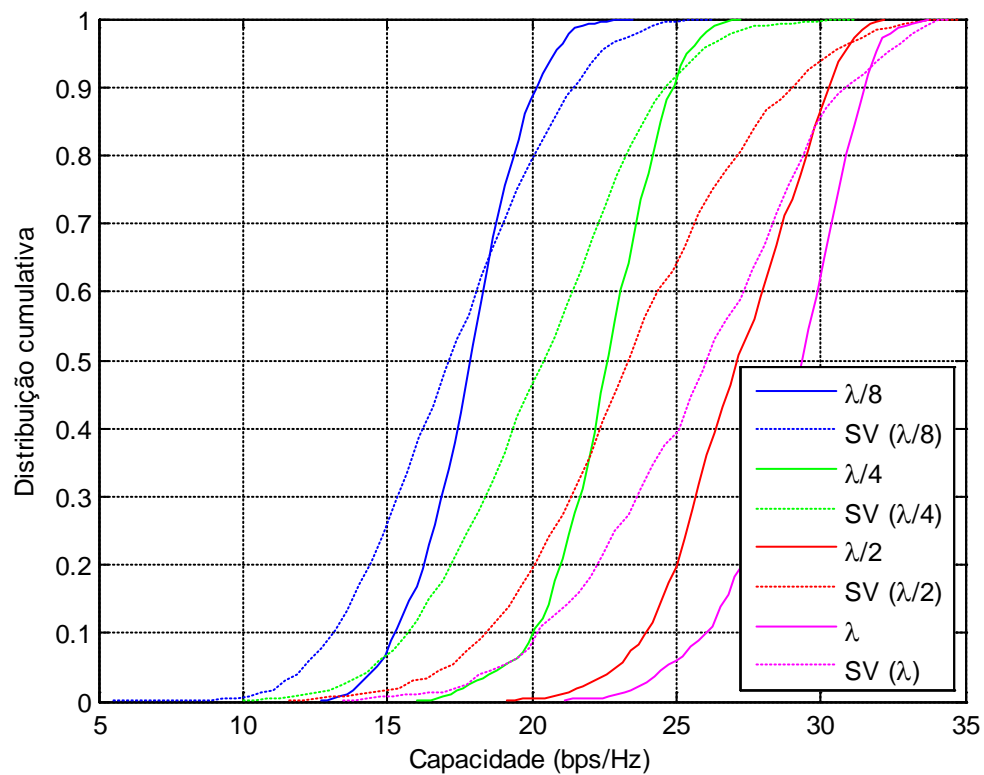


Figura 5.23 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 3 para diferentes separações entre os elementos do agregado com $N_T=N_R=3$

Cenário 4

O cenário 4 tinha como único objectivo verificar a influência da orientação do agregado na capacidade. Com base nisto, consideraram-se os mesmos parâmetros utilizados para a simulação do cenário 1.

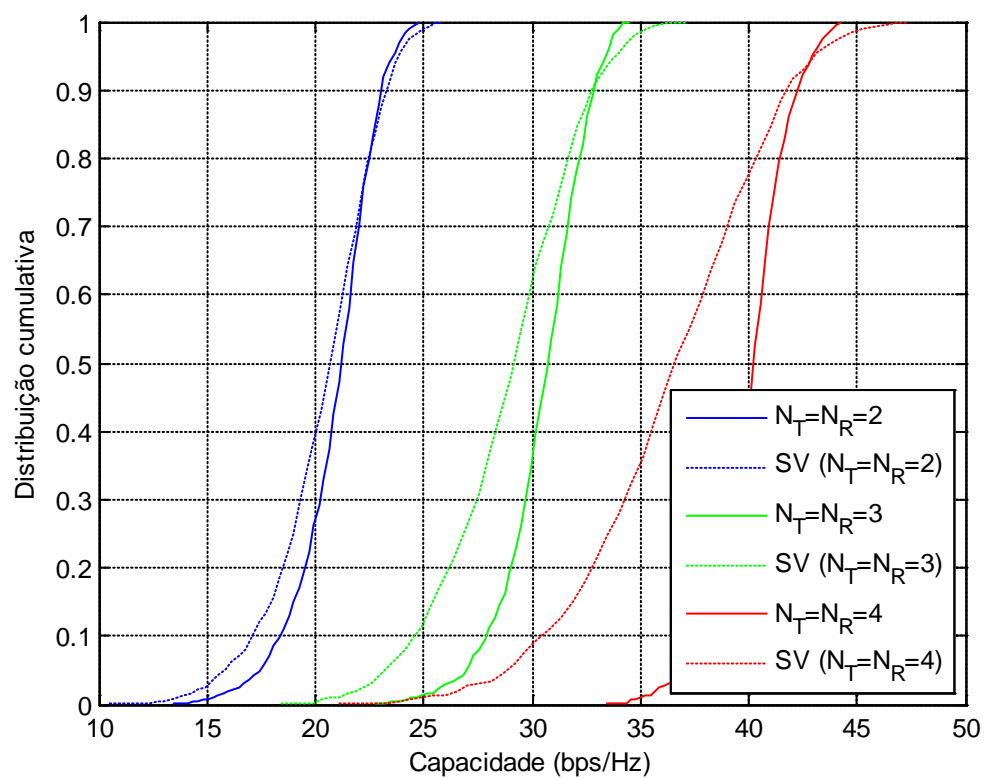


Figura 5.24 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 4 para diferente número de elementos do agregado separados por $\lambda/2$

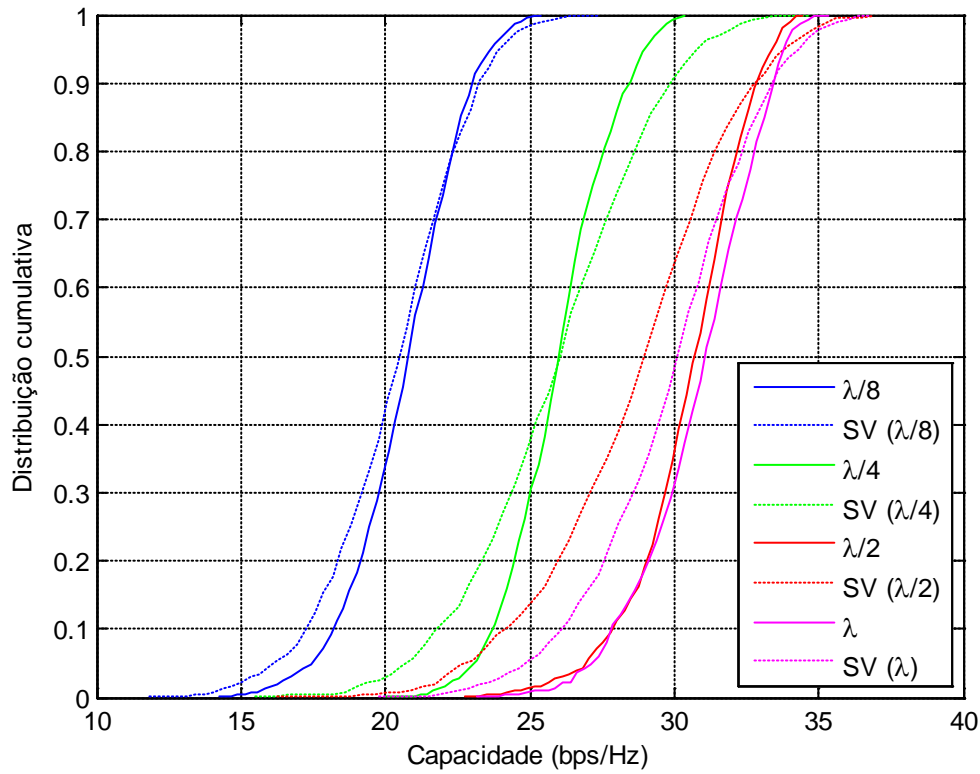


Figura 5.25 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 4 para diferentes separações entre os elementos do agregado com $N_T=N_R=3$

Cenário 5

No cenário 5 pretendeu-se criar uma situação idêntica ao cenário 3 com a particularidade da distância entre o transmissor e o receptor ser menor mas o número de componentes multipercurso maior. Com base nisto, considerou-se 3 clusters com 3 raios cada devido a duas reflexões e uma difracção que eram visíveis por observação do cenário. Relativamente ao desvio angular, considerou-se como sendo de apenas 15° , face à distância entre transmissor e receptor mas também ao espaço restrito onde este último se encontrava.

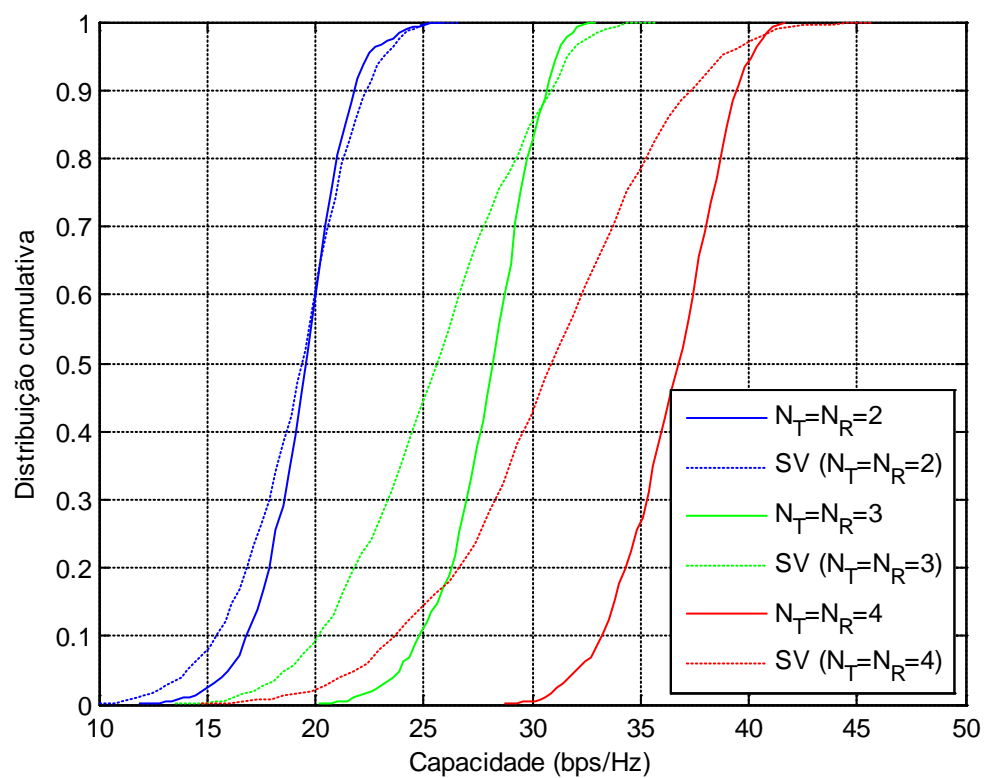


Figura 5.26 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 5 para diferente número de elementos do agregado separados por $\lambda/2$

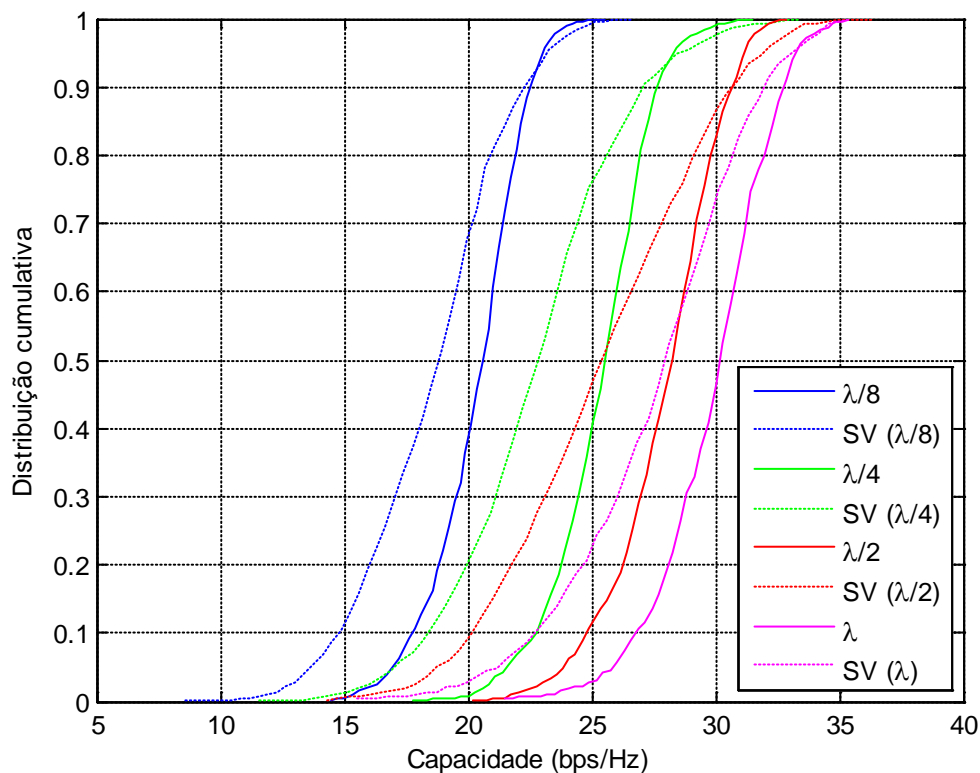


Figura 5.27 - Comparação do desempenho do modelo no cenário 5 para diferentes separações entre os elementos do agregado com $N_T=N_R=3$

Analisando todos estes resultados obtidos é possível verificar que em qualquer cenário de propagação, a capacidade obtida através do modelo, representada a linha tracejada, é sempre inferior e tende a divergir à medida que o número de elementos do agregado aumenta. O mesmo comportamento é obtido com o aumento da separação entre os elementos do agregado.

Um outro aspecto que se retira da análise conjunta dos resultados é que a distribuição de capacidade fornecida pelo modelo de Saleh-Valenzuela é mais dispersa que a obtida na realidade, ou seja, o modelo referido admite situações do canal (sob a perspectiva MIMO) muito boas mas também muito más. Observando a distribuição de capacidade obtida pelas curvas relativas às medidas experimentais, verifica-se que a mesma é mais constante demonstrando uma linearidade no comportamento do canal. Este resultado pode ser devido à existência de poucas realizações do canal para a mesma SNR mas também poderá ser devido ao facto da campanha de recolha de medidas

experimentais ser pouco diversificada no que diz respeito às posições escolhidas para os agregados de antenas e ao local onde foram efectuadas as medidas.

Analisando agora as curvas relativas ao agregado de dois elementos de cada um dos cenários, verifica-se que o modelo se mostra bastante regular em todos eles apresentando uma boa precisão. À medida que o número de elementos aumenta ou a distância entre os mesmos, o modelo é ainda capaz de apresentar bons resultados para capacidades até cerca de 30 bps/Hz. De notar que esta precisão pode na realidade variar um pouco uma vez que as simulações foram efectuadas com alguns parâmetros retirados através de observação do cenário o que pode, eventualmente, introduzir algum erro nos resultados.

6. Conclusões e trabalho futuro

6.1. Conclusões

A tecnologia MIMO surge com o objectivo de dar resposta às elevadas taxas de transmissão e qualidade de serviço sem que isso implique qualquer aumento de potência transmitida ou largura de banda adicional. A utilização de múltiplas antenas no transmissor e no receptor permite aos sistemas MIMO tirar total partido do domínio espacial e com isso proporcionar ganhos de capacidade superiores aos sistemas convencionais.

Os ganhos de capacidade alcançados com os sistemas MIMO são obtidos através da técnica de multiplexagem espacial que consiste na criação de múltiplos canais virtuais que necessitam de ser independentes pois, caso contrário, a capacidade ficará comprometida. Assim, para maximizar o ganho de capacidade, o cenário de propagação deverá rico em espalhadores de forma a apresentar um elevado espalhamento multipercurso e consequentemente, uma forte descorrelação nos sinais recebidos.

Com a realização deste trabalho foi possível estudar a influência que o cenário de propagação e o sistema de transmissão têm sobre a capacidade de um sistema MIMO. Seguidamente são apresentadas algumas conclusões retiradas de simulações realizadas com o modelo estendido de Saleh-Valenzuela.

- O aumento do número de elementos do agregado de transmissão e de recepção é um factor que favorece o aumento de capacidade uma vez que proporciona um maior conjunto de canais virtuais independentes.
- A separação entre os elementos do agregado permite aumentar a descorrelação do sinal recebido garantindo também um aumento de capacidade. Contudo, esta separação só é válida até um dado limiar que depende da estrutura espacial do canal.

- O desvio angular dos raios permite aos mesmos explorar melhor o domínio espacial e dessa forma proporcionar uma maior descorrelação entre os sinais recebidos o que favorece o aumento da capacidade.
- O número de componentes multipercurso constitui uma das características fundamentais ao aumento de capacidade nos sistemas MIMO uma vez que o aumento do mesmo, aliado a um elevado desvio angular, proporciona uma forte descorrelação nos sinais recebidos.
- De uma forma geral, pode-se concluir que o desempenho de um sistema MIMO é maximizado quando todos estes parâmetros acima referidos se conjuguem no sentido de garantir ao receptor uma elevada descorrelação nos sinais.

Com base nas medidas efectuadas nos diferentes cenários aqui projectados e nos resultados obtidos através do modelo implementado, foi possível retirar algumas conclusões relativamente ao desempenho do mesmo.

- O modelo estendido de Saleh-Valenzuela demonstrou ser um modelo bastante regular no que diz respeito ao seu desempenho nos diferentes cenários de propagação.
- O mesmo modelo apresentou também uma boa precisão na estimativa da capacidade para canais que apresentem valores de capacidade inferiores a cerca de 30 bps/Hz pois, para valores superiores, o modelo começou a divergir bastante da realidade.

No entanto, convém realçar que as conclusões aqui apresentadas são baseadas em dados experimentais obtidos em condições muito particulares. Além disso, alguns dos parâmetros utilizados para a simulação do modelo foram obtidos por observação do cenário o que pode originar resultados que não representem de todo a realidade.

De acordo com a distribuição de capacidade obtida através do modelo estendido de Saleh-Valenzuela, conclui-se ainda que a campanha de medidas experimentais que foi efectuada poderia ter sido mais abrangente, i.e., deveria ter sido realizada uma campanha mais exaustiva de forma a recolher dados noutras locais (em outras salas e em

ambientes exteriores). Também poderiam ter sido projectados mais cenários de propagação na mesma sala alterando para isso a localização de alguns objectos presentes na mesma. Uma outra forma de criar diversidade no canal poderia passar também pela introdução de movimento para que numa dada recolha de medidas fosse possível obter diferentes comportamentos do canal.

A partir deste conjunto de medidas mais abrangente, seria então possível efectuar um estudo mais aprofundado e assim, retirar conclusões mais exactas relativamente ao modelo implementado.

6.2. Trabalho futuro

De seguida são apresentadas algumas sugestões para trabalho futuro que surgem no seguimento do que foi aqui apresentado:

- Realização de uma nova campanha de recolha de medidas experimentais mais diversificada para efectuar uma análise mais rigorosa relativamente ao desempenho do modelo estendido de Saleh-Valenzuela.
- Implementação do modelo de Zwick de forma a comparar os resultados obtidos através do modelo e os resultados obtidos com base na campanha de medidas experimentais sugerida no ponto anterior.
- Com base nessa comparação, avaliar em que situações o modelo de Zwick apresenta um desempenho superior em relação ao modelo aqui estudado e assim, verificar também qual o efeito das considerações introduzidas pelo mesmo tais como: assumir que as MPCs não chegam em clusters estando as mesmas sujeitas a um processo de nascimento e morte e onde a fase de cada uma delas é obtida através de considerações geométricas em vez de considerações estatísticas como acontece no modelo estendido de Saleh-Valenzuela.

Referências

- [1] "<http://www.gsmworld.com/>."
- [2] "<http://www.cdg.org/>."
- [3] "http://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11."
- [4] "http://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.16."
- [5] "<http://en.wikipedia.org/wiki/OFDM>."
- [6] "<http://en.wikipedia.org/wiki/4G>."
- [7] J. D. Parsons, *The mobile radio propagation channel*. London: Pentech, 1992.
- [8] T. S. Rappaport, *Wireless communications principles and practice*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1996.
- [9] V. K. Garg, *Wireless communications and networking*. Amsterdam: Elsevier, 2007.
- [10] H. Özcelik, "Indoor MIMO Channel Models," in *Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik*. vol. PhD Wien: Technische Universität Wien, 2004, p. 131.
- [11] M. Steinbauer, A. F. Molisch, and E. Bonek, "The Double-Directional Radio Channel," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, pp. 51-63, 2001.
- [12] A. F. Molisch, H. Asplund, R. Heddergott, M. Steinbauer, and T. Zwick, "The Cost 259 Directional Channel Model - Part I: Overview and Methodology," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 3421-3433, 2006.
- [13] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423, 1948.
- [14] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- [15] I. E. Telatar, "Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, pp. 585-595, 1999.
- [16] D. Gesbert, M. Shafi, D.-s. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, pp. 281-302, 2003.
- [17] H. Bölcskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj, "On the Capacity of OFDM-Based Spatial Multiplexing Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 50, pp. 225-234, 2002.
- [18] R. D. Vieira, "Medidas do Canal MIMO Indoor: Análise da Capacidade e dos Parâmetros do Canal," in *Departamento de Engenharia Elétrica*. vol. PhD Rio de Janeiro: Pontifícia Universidade Católica, 2005, p. 238.

- [19] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, pp. 744-765, 1998.
- [20] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1451-1458, 1998.
- [21] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, 1999.
- [22] G. J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, pp. 41-59, 1996.
- [23] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over Rich-Scattering Wireless Channel," 1998.
- [24] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 1073-1096, 2003.
- [25] K. Yu and B. Ottersten, "Models for MIMO propagation channels: a review," *Wireless Communication and Mobile Computing*, vol. 2, pp. 653-666, 2002.
- [26] P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyösti, D. Laurenson, G. Matz, A. F. Molisch, C. Oestges, and H. Özcelik, "Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, 2007.
- [27] A. F. Molisch, A. Kuchar, J. Laurila, K. Hugi, and R. Schmalenberger, "Geometry-based directional model for mobile radio channels - principles and implementation," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 14, pp. 351-359, 2003.
- [28] J. Laurila, A. F. Molisch, and E. Bonek, "Influence of the scatterer distribution on power delay profiles and azimuthal power spectra of mobile radio channels," *Proceedings of the 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 1, pp. 267-271, 1998.
- [29] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, pp. 128-137, 1987.
- [30] Q. H. Spencer, B. D. Jeffs, M. A. Jensen, and A. L. Swindlehurst, "Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, pp. 347-360, 2000.

- [31] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Modeling the Indoor MIMO Wireless Channel," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, pp. 591-599, 2002.
- [32] T. Zwick, C. Fischer, and W. Wiesbeck, "A Stochastic Multipath Channel Model Including Path Directions for Indoor Environments," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, pp. 1178-1192, 2002.
- [33] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen, "A Stochastic MIMO Radio Channel Model With Experimental Validation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, pp. 1211-1226, 2002.
- [34] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. Beach, "A Wideband Statistical Model for NLOS Indoor MIMO Channels," *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 370-374, 2002.
- [35] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Özcelik, and E. Bonek, "A Stochastic MIMO Channel Model With Joint Correlation of Both Link Ends," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 90-100, 2006.
- [36] A. G. Burr, "Capacity Bounds and Estimates for the Finite Scatterers MIMO Wireless Channel," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, pp. 812-818, 2003.

Anexo A – Código Matlab

```
%% Modelo estendido de Saleh-Valenzuela aplicado a sistemas MIMO
%Calcula a matriz de transmissão do canal (H) com base no modelo
estendido de Saleh-Valenzuela aplicado a sistemas MIMO de banda estreita
function H = ExtSalehVal_MIMO(Nt,Nr,d0,L,K,Gamma,sigma_omega)
%% Definição de variáveis
f = 2e9; % Frequência de operação
c = 3e8; % Velocidade da luz

lambda = c/f; % Comprimento de onda
lambda0 = lambda*d0; % Distância entre as antenas do array

Lambda = 1; % Taxa de chegada do primeiro raio de cada
cluster

%% Cálculo dos ângulos de partida e de chegada (AoD e AoA)
Theta_Tx = unifrnd(0,360,1,L); % Ângulo médio de transmissão (AoD
médio)
Theta_Rx = unifrnd(0,360,1,L); % Ângulo médio de recepção (AoA
médio)

omega_Tx = zeros(L,K);
omega_Rx = zeros(L,K);
for l=1:L
    omega_Tx(l,:) = laprnd(1,K,Theta_Tx(l),sigma_omega); % Ângulo de
transmissão de cada raio num dado cluster (AoD)
    omega_Rx(l,:) = laprnd(1,K,Theta_Rx(l),sigma_omega); % Ângulo de
recepção de cada raio num dado cluster (AoA)
end

theta_Tx = mod(omega_Tx,360); % Procura por ângulos superiores a
360° e inferiores a 0° na matriz AoD
theta_Rx = mod(omega_Rx,360); % Procura por ângulos superiores a
360° e inferiores a 0° na matriz AoA

%% Cálculo dos atrasos
Tau = [0 poissrnd(Lambda,1,(L-1))];
Tau = cumsum(Tau)'; % Tempo de chegada do primeiro raio
de cada cluster

%% Cálculo das amplitudes dos raios
betaL = exp(-Tau/Gamma); % Amplitude de cada cluster

betaKL = zeros(L,K);
for l=1:L
    a = normrnd(0,sqrt(betaL(l))/sqrt(2),1,K);
    b = normrnd(0,sqrt(betaL(l))/sqrt(2),1,K);
    betaKL(l,:) = complex(a,b); % Amplitude complexa de cada raio
num dado cluster (Complex-Normal Distribution)
end

%% Cálculo da resposta impulsiva
h =
struct('betaKL',reshape(betaKL',L*K,1)/sqrt(L*K),'theta_Tx',reshape(deg2r
ad(theta_Tx)',L*K,1),'theta_Rx',reshape(deg2rad(theta_Rx)',L*K,1));
```

```

%% Cálculo da matriz do canal
array_Tx =
struct('G',ones(Nt,1),'x_pos',zeros(Nt,1),'y_pos',(0:lambda0:(Nt-
1)*lambda0)');
array_Rx =
struct('G',ones(Nr,1),'x_pos',zeros(Nr,1),'y_pos',(0:lambda0:(Nr-
1)*lambda0)');
steer_Tx = [cos(h.theta_Tx') ; sin(h.theta_Tx')];
steer_Rx = [cos(h.theta_Rx') ; sin(h.theta_Rx')];

psi_Tx = (2*pi/lambda)*[array_Tx.x_pos array_Tx.y_pos]*steer_Tx;
psi_Rx = (2*pi/lambda)*[array_Rx.x_pos array_Rx.y_pos]*steer_Rx;

W_Tx = repmat(array_Tx.G,1,L*K).*exp(1i*psi_Tx);
W_Rx = repmat(array_Rx.G,1,L*K).*exp(1i*psi_Rx);

H = W_Rx.*repmat(h.betaKL',Nr,1)*W_Tx';

```